

Document 3

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-126374

(43) 公開日 平成10年(1998) 5月15日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 27/34		H 0 4 L 27/18	Z
	27/18		E
H 0 4 N 7/08		H 0 4 N 7/08	Z
	7/081		
審査請求 未請求 請求項の数22 O L (全 29 頁)			

(21) 出願番号 特願平9-232929

(22) 出願日 平成9年(1997) 8月28日

(31) 優先権主張番号 特願平8-230888

(32) 優先日 平8(1996) 8月30日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 山崎 彰一郎

神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社

東芝柳町工場内

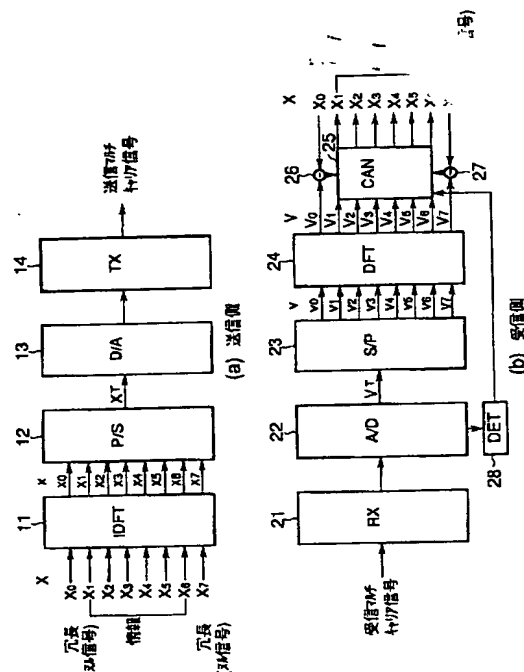
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

(54) 発明の名称】 マルチキャリア伝送装置

(57) 【要約】

【課題】 送信または受信回路の非線形特性によりマルチキャリア伝送信号に発生する信号歪みを、装置のコストアップや大型化さらには伝送効率の低下を生じることなく推定し除去する。

【解決手段】 受信マルチキャリア信号をA/D22でデジタル信号に変換する際に発生するクリップ歪みを付加雑音と看做し、DET28でA/D22の出力より上記クリップ歪みの発生位置およびその数を検出するとともに、DFT24から出力された周波数軸上の受信ブロック信号の両端の情報シンボルと既知の零シンボルとの差分値を引算器26、27で求め、CAN25において上記差分値と上記クリップの発生位置および数の検出結果とから上記クリップ歪みの大きさを推定してこれを除去するようにしたものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数系列の送信情報信号に送受間で既知の送信冗長信号を付加して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、この受信回路により得られた受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、この受信ブロック信号再生手段により再生された受信ブロック信号を、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、この直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と前記既知の送信冗長信号との差分を求め、この差分値をもとに、前記信号歪みにより前記周波数軸上の受信ブロック信号に発生した付加雑音成分を推定し除去するための付加雑音除去手段とを具備したことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【請求項2】 前記付加雑音除去手段は、近接帯域への干渉回避のために送信ブロック信号の両端部に配置されている零シンボルおよび制御パイロット信号のうちの少なくとも一方を、冗長信号として用いて付加雑音の推定除去処理を行なうことを特徴とする請求項1記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項3】 前記付加雑音除去手段は、前記送信回路から受信回路までの伝送区間において前記受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの発生位置および数をそれぞれ検出する検出手段を備え、この検出手段の検出結果と、前記直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と前記既知の送信冗長信号との差分値とに基づいて、前記信号歪みにより前記周波数軸上の受信ブロック信号に発生した付加雑音成分を推定し除去することを特徴とする請求項1記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項4】 前記付加雑音除去手段は、検出手段で検出された信号歪みの数が既知の送信冗長信号により推定可能な数以下の場合に前記付加雑音成分を推定して除去するための演算を行ない、前記信号歪みの検出数が既知の送信冗長信号により推定可能な数を越えている場合には前記付加雑音成分を推定して除去するための演算を行なわないことを特徴とする請求項3記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項5】 複数系列の送信情報信号に送受間で既知の複数系列の送信冗長信号を付加して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の

信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、この受信回路により受信された受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、この受信ブロック信号再生手段により再生された受信ブロック信号を、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、この直交変換手段により得られた周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と前記既知の送信冗長信号との差分を求め、この差分値を基に、前記受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの性質を推定するための信号歪み推定手段と、前記受信回路と前記受信ブロック信号再生手段との間に配設され、前記信号歪み推定手段により推定された信号歪みの特性に基づいて、前記信号歪みにより発生した信号歪みを補償する補償手段とを具備したことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【請求項6】 前記信号歪み推定手段は、近接帯域への干渉回避のために送信ブロック信号の両端部に配置されている零シンボルを、信号歪み推定のための冗長信号として使用して信号歪み推定処理を行なうことを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項7】 前記信号歪み推定手段は、前記送信回路から受信回路までの伝送区間で前記受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの発生位置および数を検出するための検出手段を備え、この検出手段の検出結果と、前記直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と前記既知の送信冗長信号との差分値とに基づいて、前記受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの性質を推定することを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項8】 前記信号歪み推定手段は、検出手段で検出された信号歪みの数が既知の送信冗長信号により推定可能な数以下の場合に前記信号歪みを推定するための演算を行ない、前記信号歪みの検出数が既知の送信冗長信号により推定可能な数を越えている場合には前記信号歪みを推定するための演算を行なわないことを特徴とする請求項7記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項9】 前記検出手段は、前記受信マルチキャリア信号の信号レベルを、前記送信回路および受信回路の少なくとも一方のダイナミックレンジに応じて予め設定したしきい値と比較することにより、信号歪みの発生位置および数を検出することを特徴とする請求項3又は7記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項10】 前記補償手段は、入出力特性可変型の

レベル可変手段を有し、前記信号歪み推定手段による信号歪み特性の推定結果に基づいて前記レベル可変手段の入出力特性を可変設定することを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項11】 複数系列の第1の送信情報信号と、この第1の送信情報信号より優先度の高い複数系列の第2の送信情報信号とを合成して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この生成された送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、この受信回路により受信された受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、この受信ブロック信号再生手段により再生された受信ブロック信号を、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、この直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号のうち、前記第2の送信情報信号に対応する第2の受信情報信号に対し修正処理を施すための修正手段と、この修正手段で修正する前の第2の受信情報信号と、修正後の第2の受信情報信号とに基づいて、前記信号歪みにより前記周波数軸上の受信ブロック信号に発生した付加雑音成分を推定し除去するための付加雑音除去手段とを具備したことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【請求項12】 前記付加雑音除去手段は、前記修正手段により修正された第2の受信情報信号および修正前の第2の受信情報信号のスペクトラム成分から、前記周波数軸上の受信ブロック信号に発生した付加雑音成分を推定し除去することを特徴とする請求項11記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項13】 前記付加雑音除去手段は、前記受信マルチキャリア信号の信号レベルを、前記送信回路および受信回路の少なくとも一方のダイナミックレンジに応じて予め設定したしきい値と比較することにより、信号歪みの発生位置および発生数を検出する検出手段を有し、この検出手段による検出結果と、前記修正手段により修正された第2の受信情報信号および修正前の第2の受信情報信号とを基に、付加雑音成分を推定し除去することを特徴とする請求項11記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項14】 複数系列の第1の送信情報信号と、この第1の送信情報信号より優先度の高い複数系列の第2の送信情報信号とを合成して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生

成し、この生成された送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、

前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、この受信回路により受信された受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、この受信ブロック信号再生手段により再生された受信ブロック信号を、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、

この直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号のうち、前記第2の送信情報信号に対応する第2の受信情報信号に対し修正処理を施すための修正手段と、

この修正手段で修正される前の第2の受信情報信号と、修正後の第2の受信情報信号とに基づいて、前記受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの性質を推定するための信号歪み推定手段と、

前記受信回路と前記受信ブロック信号再生手段との間に配設され、前記信号歪み推定手段により推定された信号歪みの性質に基づいて、前記受信マルチキャリア信号の信号歪みを補償するための補償手段とを具備したことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【請求項15】 前記信号歪み推定手段は、前記修正手段により修正された第2の受信情報信号および修正前の第2の受信情報信号のスペクトラム成分から、前記受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの性質を推定することを特徴とする請求項14記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項16】 前記信号歪み推定手段は、前記受信マルチキャリア信号の信号レベルを、前記送信回路および受信回路の少なくとも一方のダイナミックレンジに応じて予め設定したしきい値と比較することにより、信号歪みの発生位置および発生数を検出する検出手段を有し、この検出手段による検出結果と、前記修正手段により修正された第2の受信情報信号および修正前の第2の受信情報信号とを基に、信号歪みの特性を推定することを特徴とする請求項14記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項17】 前記補償手段は、入出力特性可変型のレベル可変手段を有し、前記信号歪み推定手段による信号歪み特性の推定結果に基づいて前記レベル可変手段の入出力特性を可変設定することを特徴とする請求項14記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項18】 複数系列の送信情報信号に送受間で既知の送信冗長信号を付加して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチ

キャリア伝送装置において、
前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、
この受信回路により得られた受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、
この受信ブロック信号生成手段により再生された受信ブロック信号に含まれる複数の信号要素のうち、所定量を超える歪みが付加されている信号要素の位置および数を推定するための検出手段と、
入力された受信ブロック信号を時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、
この直交変換手段から出力された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる情報信号を復調して情報データを再生するための復調手段と、
前記直交変換手段から出力された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号を、既知の送信冗長信号を基に生成した調整信号に置換するための置換手段と、

この置換手段により信号置換が行われた後の前記周波数
の受信ブロック信号を、時間軸上の信号に変換する
手段と、

前記受信ブロック信号生成手段により生成された受信ブ
ロック信号の各信号要素のうち、前記検出手段で所定量
を超える歪みが付加されていると推定された信号要素
を、前記逆直交変換手段から出力された受信ブロック信
号の対応する信号要素に置換するための修正手段と、
制御手段とを具備し、

この制御手段は、
前記受信ブロック信号再生手段から出力された受信ブ
ロック信号を前記直交変換手段に入力するとともに、当該
直交変換手段から出力された受信ブロック信号を前記置
換手段を介して前記逆直交変換手段に入力してその出力
を基に前記修正手段に修正受信ブロック信号を生成させ
る第1の手段と、
この第1の手段により前記修正手段で得られた修正受信
ブロック信号を前記直交変換手段に入力するとともに、
当該直交変換手段から出力された受信ブロック信号を前
記置換手段を介して前記逆直交変換手段に入力してその
出力を基に前記修正手段に修正受信ブロック信号を生成
させる動作を、少なくとも1回実行する第2の手段と、
この第2の手段による動作が終了した後に、前記直交変
換手段から出力された受信ブロック信号を基に前記復調
手段に情報データの復調を行わせる第3の手段とを備え
たことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【請求項19】 前記制御手段は、前記検出手段により
推定された所定量を超える歪みが付加された信号要素の
数が所定数以下であるか否かを判定する手段をさらに備
え、所定数以下の場合に前記第1、第2および第3の手
段を実行させることを特徴とする請求項18記載のマル

チキャリア伝送装置。

【請求項20】 複数系列の送信情報信号に送受間で既
知の送信冗長信号を付加して送信ブロック信号を生成し
たのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から
時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生
成し、この送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送
路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチ
キャリア伝送装置において、

前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキ
ャリア信号を受信するための受信回路と、

この受信回路により得られた受信マルチキャリア信号か
ら、前記送信ブロック信号に対応する第1の受信ブロッ
ク信号を再生するための第1の受信ブロック信号再生手
段と、

この第1の受信ブロック信号生成手段により再生された
第1の受信ブロック信号を基に当該第1の受信ブロック
信号よりも信号点数の少ない第2の受信ブロック信号を
生成するための第2の受信ブロック信号生成手段と、

前記第1の受信ブロック信号生成手段により再生された
第1の受信ブロック信号に含まれる複数の信号要素のう
ち、所定量を超える歪みが付加されている信号要素の位
置および数を推定するための検出手段と、

前記第1の受信ブロック信号生成手段により生成された
第1の受信ブロック信号の信号要素のうち、所定数の入
力信号点を有し、入力された信号を時間軸上の信号から
周波数軸上の信号に変換するための第1の直交変換手段
と、

この第1の直交変換手段から出力された周波数軸上の受
信ブロック信号に含まれる情報信号を復調して情報デー
タを再生するための復調手段と、

前記第1の直交変換手段よりも少数の入力信号点を有
し、入力された前記第2の受信ブロック信号を時間軸上
の信号から周波数軸上の信号に変換するための第2の直
交変換手段と、

この第2の直交変換手段から出力された周波数軸上の第
2の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号を、既知
の送信冗長信号を基に生成した調整信号に置換するた
めの置換手段と、

前記第2の直交変換手段に対応する入力信号点数を有
し、前記置換手段により信号置換が行われた後の前記第
2の受信ブロック信号を時間軸上の信号に再変換するた
めの逆直交変換手段と、

前記第2の受信ブロック信号生成手段により生成された
第2の受信ブロック信号の各信号要素のうち、前記検出
手段で所定量を超える歪みが付加されていると推定され
た信号要素に対応する信号要素を、前記逆直交変換手段
から出力された第2の受信ブロック信号の対応する信号
要素に置換するための修正手段と、

制御手段とを具備し、

この制御手段は、

前記第2の受信ブロック信号再生手段から出力された第2の受信ブロック信号を前記第2の直交変換手段に入力するとともに、当該第2の直交変換手段から出力された周波数軸上の第2の受信ブロック信号を前記置換手段を介して前記逆直交変換手段に入力してその出力を基に前記修正手段に修正された第2の受信ブロック信号を生成させる第1の手段と、

この第1の手段により前記修正手段で得られた修正受信ブロック信号を前記第2の直交変換手段に入力するとともに、当該第2の直交変換手段から出力された受信ブロック信号を前記置換手段を介して前記逆直交変換手段に入力してその出力を基に前記修正手段に修正された第2の受信ブロック信号を生成させる動作を、少なくとも1回実行する第2の手段と、

この第2の手段による動作が終了した後に、前記第1の受信ブロック信号生成手段により生成された第1の受信ブロック信号の各信号要素のうち、前記検出手段で所定量を超える歪みが付加されていると推定された信号要素を、前記逆直交変換手段から出力された第2の受信ブロック信号の対応する信号要素に置換したのち前記第1の直交変換手段に入力し、この第1の直交変換手段から出力された周波数軸上の第1の受信ブロック信号を基に前記復調手段に情報データの復調を行わせる第3の手段とを備えたことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【請求項21】 送信装置が複数系列の送信情報信号のうちの予め定められた所定の系列に優先情報信号を挿入して送信している場合に、前記第2の受信ブロック信号生成手段は、前記第1の受信ブロック信号生成手段により生成された第1の受信ブロック信号の中から前記優先情報信号に対応する所定の信号を選択してこれを第2の受信ブロック信号として出力することを特徴とする請求項20に記載のマルチキャリア伝送装置。

【請求項22】 複数系列の送信情報信号に送受間で既知の送信冗長信号を付加して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、

前記送信装置から伝送路を介して到来した送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、

この受信回路により得られた受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する第1の受信ブロック信号を再生するための第1の受信ブロック信号再生手段と、

この第1の受信ブロック信号生成手段により再生された第1の受信ブロック信号を基に当該第1の受信ブロック信号よりも信号点数の少ない第2の受信ブロック信号を生成するための第2の受信ブロック信号生成手段と、

前記第1の受信ブロック信号生成手段により再生された

第1の受信ブロック信号に含まれる複数の信号要素のうち、所定量を超える歪みが付加されている信号要素の位置および数を推定するための検出手段と、

前記第1の受信ブロック信号生成手段により再生された第1の受信ブロック信号の信号要素数に対応する入力信号点数を有し、入力された信号を時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための第1の直交変換手段と、

この第1の直交変換手段から出力された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる情報信号を復調して情報データを再生するための復調手段と、

前記第1の直交変換手段から出力された周波数軸上の第1の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号を、既知の送信冗長信号を基に生成した調整信号に置換するための第1の置換手段と、

この第1の置換手段により信号置換が行われた後の前記周波数軸上の第1の受信ブロック信号を、時間軸上の受信ブロック信号に再変換するための第1の逆直交変換手段と、

前記第1の受信ブロック信号生成手段により生成された第1の受信ブロック信号の各信号要素のうち、前記検出手段で所定量を超える歪みが付加されていると推定された信号要素を、前記第1の逆直交変換手段から出力された受信ブロック信号の対応する信号要素に置換するための第1の修正手段と、

前記第1の直交変換手段から出力された入力信号点を有し、入力された前記第1の受信ブロック信号を時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための第2の直交変換手段と、

この第2の直交変換手段から出力された周波数軸上の第2の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号を、既知の送信冗長信号を基に生成した調整信号に置換するための第2の置換手段と、

前記第2の直交変換手段に対応する入力信号点数を有し、前記第2の置換手段により信号置換が行われた後の前記第2の受信ブロック信号を時間軸上の信号に再変換するための第2の逆直交変換手段と、

前記第2の受信ブロック信号生成手段により生成された第2の受信ブロック信号の各信号要素のうち、前記検出手段で所定量を超える歪みが付加されていると推定された信号要素に対応する信号要素を、前記第2の逆直交変換手段から出力された受信ブロック信号の対応する信号要素に置換するための第2の修正手段と、

前記第1の受信ブロック信号再生手段から出力された第1の受信ブロック信号を前記第1の直交変換手段に入力するとともに、当該第1の直交変換手段から出力された受信ブロック信号を前記第1の置換手段を介して前記第1の逆直交変換手段に入力してその出力を基に前記第1の修正手段に修正受信ブロック信号を生成させる第1の手段と、この第1の手段により前記第1の修正手段で得

られた修正受信ブロック信号を前記第1の直交変換手段に入力するとともに、当該第1の直交変換手段から出力された受信ブロック信号を前記第1の置換手段を介して前記第1の逆直交変換手段に入力してその出力を基に前記第1の修正手段に修正受信ブロック信号を生成させる動作を、少なくとも1回実行する第2の手段と、この第2の手段による動作が終了した後に、前記第1の直交変換手段から出力された第1の受信ブロック信号を基に前記復調手段に情報データの復調を行わせる第3の手段とを備えた第1の制御手段と、
前記第2の受信ブロック信号再生手段から出力された第2の受信ブロック信号を前記第2の直交変換手段に入力するとともに、当該第2の直交変換手段から出力された周波数軸上の第2の受信ブロック信号を前記第2の置換手段を介して前記第2の逆直交変換手段に入力してその出力を基に前記第2の修正手段に修正された第2の受信ブロック信号を生成させる第1の手段と、この第1の手段により前記第2の修正手段で得られた修正受信ブロック信号を前記第2の直交変換手段に入力するとともに、当該第2の直交変換手段から出力された受信ブロック信号を前記第2の置換手段を介して前記第2の逆直交変換手段に入力してその出力を基に前記第2の修正手段に修正された第2の受信ブロック信号を生成させる動作を、少なくとも1回実行する第2の手段と、この第2の手段による動作が終了した後に、前記第1の受信ブロック信号生成手段により生成された第1の受信ブロック信号の各信号要素のうち、前記検出手段で所定量を超える歪みが付加されていると推定された信号要素を、前記第2の逆直交変換手段から出力された第2の受信ブロック信号の対応する信号要素に置換したのち前記第1の直交変換手段に入力し、この第1の直交変換手段から出力された周波数軸上の第1の受信ブロック信号を基に前記復調手段に情報データの復調を行わせる第3の手段とを備えた第2の制御手段と、
前記検出手段により推定された、所定量を超える歪みが付加されている信号要素の数が所定数より多いか否かを判定し、所定数よりも多いと判定された場合には前記第1の制御手段により制御を行わせ、一方所定数以下と判定された場合には前記第2の制御手段に制御を行わせる選択手段とを具備したことを特徴とするマルチキャリア伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、例えばデジタル・オーディオ放送やデジタル・テレビジョン放送、無線LANの情報伝送を行なうためのマルチキャリア伝送システムとその伝送装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、例えばデジタル・テレビジョン放送システムに使用するデジタル伝送方式として、マ

ルチキャリア伝送方式、つまりOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) が注目されている。マルチキャリア伝送方式は、伝送データを一定のデータ数ごとに区切ってブロック信号とし、このブロック信号ごとにその信号を互いに直交する多数の搬送波(キャリア)で伝送する方式である。この方式は、1キャリア当たりのデータ伝送速度を遅くすることができるのでゴーストに強く、また伝送歪の影響を軽減できることから波形等化処理を簡略化できるなどの特徴を有する。

【0003】図15は、マルチキャリア伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図であり、(a)は送信側の装置の構成を、(b)は受信側の装置の構成をそれぞれ示している。

【0004】まず送信側の装置では、情報ビット列をマッピング回路(MAP)1で変調方式に応じた信号点にマッピングすることによりN個(図ではN=8)ずつの並列信号X0~X7に変換し、この並列信号X0~X7をN点の逆離散フーリエ変換器(IDFT)2により周波数軸上の信号から時間軸上の信号x0~x7に変換する。そして、この時間軸上の信号x0~x7を並列直列変換器(P/S)3で並列信号から直列信号xTに変換し、さらにデジタル/アナログ変換器(D/A)4でアナログ信号に変換したのち、送信回路(TX)5において搬送波周波数にアップコンバートするとともに送信電力増幅器で所定の送信電力レベルに増幅したのち、図示しないアンテナから無線伝送路へ送信する。

【0005】一方受信側の装置では、上記送信側の装置から送られたマルチキャリア伝送信号を図示しないアンテナを介して受信回路(RX)6に入力し、ここで高周波増幅するとともにベースバンド信号にダウンコンバートする。そして、この受信信号をアナログ/デジタル変換器(A/D)7でデジタル信号に変換し、さらに直列/並列変換器(S/P)でN個(N=8)ずつの受信ブロック信号v0~v7に変換したのち、離散フーリエ変換器(DFT)9を入力する。DFT9は上記受信ブロック信号v0~v7を時間軸上の信号から周波数軸上の信号V0~V7に変換し、この信号V0~V7をデマッピング回路(DMAP)10に入力する。デマッピング回路は、上記信号V0~V7をデマッピング処理して情報データを再生する。

【0006】なお、マルチキャリア伝送方式の基本技術は、例えばBingham, J.A.C., 「Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come」, IEEE Commu. Mag., vol.28, no.5, pp.5-14, May 1990.に記されている。

【0007】ところで、多数の搬送波成分からなるマルチキャリア伝送信号は、雑音状であり大きな振幅変動を伴う。このため、送受信装置に設けられている増幅器などのアナログ回路には、十分な線形動作範囲を持たせる必要がある。しかし、増幅回路などのアナログ回路は一

般に線形動作する信号振幅範囲が限られているため、ある値を超えた振幅の信号には非線形歪みが発生して、これが再生データの符号誤りの原因になる。また、線形動作範囲の広いアナログ回路を使用することは、装置のコストアップや回路規模の大型化を招き好ましくない。

【0008】そこで、従来では一般に送信側装置で情報信号に誤り訂正符号化を施して送信し、受信側装置で誤り訂正復号処理を行なうことにより、上記非線形歪みによる符号誤りに対処している。しかし、この様な誤り対策を実施するには伝送情報に冗長データを付加する必要があり、この冗長データの付加により伝送効率の低下が発生する。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように従来のマルチキャリア伝送装置では、アナログ回路の線形動作範囲に限りがあるため、伝送信号に非線形歪みが発生して符号誤りを引き起こすという問題があり、またこの問題を解決しようとする装置のコストアップや回路規模の大型化を招いたり、また誤り制御用の冗長データを付加することで情報伝送効率の低下を招くという別の問題を生じていた。

【0010】この発明は上記事情に着目してなされたもので、その目的は、送信または受信回路の非線形特性によりマルチキャリア伝送信号に発生する信号歪みを、装置のコストアップや大型化さらには伝送効率の低下を生じることなく推定し除去することができるマルチキャリア伝送装置を提供することである。

【0011】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために第1の発明は、複数系列の送信情報信号に送受間で既知の送信冗長信号を付加して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、前記送信装置から伝送された送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、この受信回路により受信された受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、この受信ブロック信号再生手段により再生された受信ブロック信号を、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段とに加え、付加雑音除去手段を新たに備えている。そして、付加雑音除去手段において、前記直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と前記既知の送信冗長信号との差分を求め、この差分値に基づいて、前記信号歪みにより前記周波数軸上の受信ブロック信号に発生した付加雑音成分を推定し除去するように構成したものである。

【0012】したがってこの発明によれば、例えば送信装置の送信回路や受信装置の受信回路が有する非線形特性により受信マルチキャリア信号に信号歪みが発生し、この信号歪みの影響により受信ブロック信号に付加雑音が生じて、受信冗長信号と既知の送信冗長信号との差分値をともとに、上記付加雑音成分が推定されて除去される。したがって、結果的に上記信号歪みは除去されることになり、これにより線形動作範囲の大きい高価な送受信回路を使用しなくても、受信情報信号を高品質に再生することが可能となる。

【0013】また第2の発明は、信号歪み推定手段により、受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と既知の送信冗長信号との差分値をもとに、受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの性質を推定する。そして、受信回路と前記受信ブロック信号再生手段との間に信号歪み補償手段を設け、この補償手段において、上記信号歪み推定手段により推定された信号歪みの性質を基に、受信マルチキャリア信号の信号歪みを補償するようにしたものである。

【0014】したがってこの発明によれば、受信マルチキャリア信号に信号歪みが発生しても、受信マルチキャリア信号に対しこの信号歪みを等化するような補償処理が行なわれることになる。このため、信号歪みが補償された受信マルチキャリア信号から受信情報信号の再生が行なわれることになり、これにより前記第1の発明と同様、線形動作範囲の大きい高価な送受信回路を使用しなくても、受信情報信号を高品質に再生することが可能となる。

【0015】またこの発明によれば、付加雑音の推定結果に基づいて、直交変換前の段階で補償手段により伝送特性そのものを補償するようにしているので、受信マルチキャリア信号にランダム雑音などが加わった場合でも、推定誤りを起こすことなく安定した非線形歪みの除去を行なうことができる。

【0016】上記第1および第2の発明は、特に次のような具体的手段を採用することでさらに有効性を増す。すなわち、付加雑音または信号歪み推定のための冗長信号として、近接帯域への干渉回避のために送信ブロック信号の両端部に配置されている零シンボルもしくは制御用のパイロットシンボルを使用するとよい。このようにすると、新たな冗長信号を付加することなく付加雑音または信号歪みの推定、除去を行なうことができ、これにより伝送効率を低下させることなく信号歪みの影響のない高品質のマルチキャリア伝送が可能となる。

【0017】さらに、送信回路から受信回路までの伝送区間において受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの発生位置および数をそれぞれ検出する検出手段を設け、この検出手段の検出結果と、直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号と前記既知の送信冗長信号との差分値とに基づ

いて、前記付加雑音または信号歪みを推定し除去するとよい。このようにすると、信号歪みの発生位置を既知として付加雑音または信号歪みの推定演算を行なうことができるので、演算処理を簡単化することが可能となる。

【0018】さらに、上記付加雑音または信号歪みの推定に際し、検出手段で検出された信号歪みの数が既知の送信冗長信号により推定可能な数以下の場合にのみ上記付加雑音成分または信号歪みの推定演算を行ない、信号歪みの検出数が既知の送信冗長信号により推定可能な数を越えている場合には付加雑音成分または信号歪みの推定演算を行なわないようにするとよい。このようにすると、推定可能な場合にのみ演算が行なわれることになるため、無駄な演算処理がさらに省かれて演算処理のより一層の簡単化を図ることができる。

【0019】一方第3の発明は、複数列の第1の送信情報信号と、この第1の送信情報信号より優先度の高い複数列の第2の送信情報信号とを合成して送信ブロック信号を生成したのち、この送信ブロック信号を周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換して送信マルチキャリア信号を生成し、この生成された送信マルチキャリア信号を送信回路から伝送路へ送信する送信装置との間で信号伝送を行なうマルチキャリア伝送装置において、送信装置から伝送路を介して伝送された送信マルチキャリア信号を受信するための受信回路と、この受信回路により受信された受信マルチキャリア信号から、前記送信ブロック信号に対応する受信ブロック信号を再生するための受信ブロック信号再生手段と、この受信ブロック信号再生手段により再生された受信ブロック信号を、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、この直交変換手段により変換された周波数軸上の受信ブロック信号のうち、前記第2の送信情報信号に対応する第2の受信情報信号に対し修正処理を施すための修正手段とに加えて、付加雑音除去手段を備えている。そして、この付加雑音除去手段において、上記修正手段で修正する前の第2の受信情報信号と、修正後の第2の受信情報信号とに基づいて、前記信号歪みにより前記周波数軸上の受信ブロック信号に発生した付加雑音成分を推定し除去するようにしたものである。

【0020】また第4の発明は、信号歪み推定手段を設けるとともに、受信回路と前記受信ブロック信号再生手段との間に信号歪み補償手段を設け、信号歪み推定手段により、修正手段で修正される前の第2の受信情報信号と修正後の第2の受信情報信号とに基づいて、受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの特性を推定する。そして、この推定された信号歪みの特性に基づいて、信号歪み補償手段により上記受信マルチキャリア信号の信号歪みを補償するようにしたものである。

【0021】すなわち、第3および第4の発明は、一般情報信号と、この一般情報信号よりも伝送路の品質劣化に対する対抗能力を高めた優先情報信号とを階層伝送す

るシステムでは、受信側の伝送装置において優先情報信号が高い確率で正しく再生できることに着目し、誤り修正後の優先情報信号をあたかも既知の冗長信号として使用することにより、受信ブロック信号に含まれる付加雑音の推定除去あるいは受信マルチキャリア信号に発生した信号歪みの推定除去を行なうようにしたものである。

【0022】したがってこれらの発明によれば、送信装置の送信回路や受信装置の受信回路が有する非線形歪みにより受信マルチキャリア信号に信号歪みが発生しても、この信号歪みを、新たな冗長信号を付加することなく除去して高品質の受信情報信号の再生を行なうことができる。

【0023】さらに第5の発明は、入力された受信ブロック信号を時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための直交変換手段と、この直交変換手段から出力された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる情報信号を復調して情報データを再生するための復調手段に加えて、上記直交変換手段から出力された周波数軸上の受信ブロック信号に含まれる受信冗長信号を、既知の送信冗長信号を基に生成した調整信号に置換するための置換手段と、この置換手段により信号置換が行われた後の上記周波数軸上の受信ブロック信号を、時間軸上の受信ブロック信号に再変換するための逆直交変換手段と、上記受信ブロック信号生成手段により生成された受信ブロック信号の各信号要素のうち、上記検出手段で所定量を超える歪みが付加されていると推定された信号要素を、上記逆直交変換手段から出力された受信ブロック信号の対応する信号要素に置換するための修正手段を備え、さらに上記受信ブロック信号生成手段で再生された受信ブロック信号に含まれる複数の信号要素のうち、所定量を超える歪みが付加されている信号要素の位置および数を推定する検出手段と、制御手段とを備えている。そして、この制御手段において、上記受信ブロック信号再生手段から出力された受信ブロック信号を上記直交変換手段に入力するとともに、当該直交変換手段から出力された受信ブロック信号を上記置換手段を介して上記逆直交変換手段に入力してその出力を基に上記修正手段に修正受信ブロック信号を生成させ、この修正受信ブロック信号を上記直交変換手段に入力するとともに、当該直交変換手段から出力された受信ブロック信号を上記置換手段を介して上記逆直交変換手段に入力してその出力を基に上記修正手段に修正受信ブロック信号を生成させる動作を、所定回数繰り返し実行し、この繰り返し動作が終了した後に、上記直交変換手段から出力された受信ブロック信号を基に上記復調手段に情報データの復調を行わせるようにしたものである。

【0024】したがってこの発明によれば、受信側の伝送装置において、直交変換により周波数軸上の信号に変換された受信ブロック信号中の既知の冗長信号を調整用の信号に置換したのち逆直交変換により再度逆直交変換

し、かつ上記受信ブロック信号に非線形歪みが含まれている場合にその位置を検出して、この非線形歪みが検出された信号要素を上記逆直交変換後の受信ブロック信号中の対応する信号要素に修正する動作が少なくとも1回実行される。

【0025】すなわち、OFDM信号の生成と分離に用いた直交変換と逆直交変換によって付加歪みの推定と除去も行われる。このため、直線動作範囲の十分ではない装置や伝送路を通過することで、受信ブロック信号に非線形歪みが発生しても、この非線形歪みは受信側の伝送装置で推定除去される。

【0026】また、上記付加歪みの除去が、OFDM信号に既に含まれている送受間で既知の冗長信号を利用して行われるので、新たな冗長信号を使用する必要がなく、これにより伝送効率の低下も生じない。

【0027】また上記第5の発明は、受信ブロック信号の各信号要素を統合あるいは選択してそれよりも少数の信号要素に減らすことで、付加歪みの除去に使用する直交変換および逆直交変換の点数を削減して演算量を低減することが可能である。

【0028】

【発明の実施の形態】

(第1の実施の形態) この発明の第1の実施形態は、近接帯域に対し干渉を与えないようにするために、送信側の伝送装置が自身の伝送帯域の両端部分でヌル信号(零シンボル)を送信するようにしているマルチキャリア伝送システムにおいて、受信側の伝送装置で、A/D変換器の許容入力振幅レンジにより発生するクリップ歪みを付加雑音と看做し、A/D変換器の出力より上記クリップ歪みの発生位置およびその数を検出し、その検出結果と、直交変換後の受信ブロック信号の両端の受信冗長シンボルと上記既知の零シンボルとの差分値とをもとに演算を行なうことにより上記クリップ歪みを推定して除去するようにしたものである。

*

$$x_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \omega^{-ik} X_k, \quad i = 0, \dots, N-1 \quad \dots (1)$$

$$\omega = e^{-j2\pi/N}$$

【0033】である。

【0034】上記IDFT11から出力された送信ブロック信号xは、並列/直列変換器(P/S; Parallel/Serial Converter)12で並列信号から直列信号に変換された後、ディジタル/アナログ変換器(D/A; Digital/Analog Converter)13でアナログ信号に変換されて送信信号となる。そして、この送信信号は、送信回路(TX)14で所定の無線周波数のマルチキャリア信号に周波数変換され、さらに所定の送信レベルるように電力増幅された後、図示しないアンテナから無線伝送路へ送信される。

【0035】図3は、この無線伝送路により伝送される

*【0029】なお、伝送帯域の両端部分でヌル信号(零シンボル)を送信する技術については、例えばH.Sari, G.Karam, and I.Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting", IEEE Communication Magazine, Vol.33, No.2, pp.100-109, Feb.1995. に詳しく述べられている。

【0030】以下、この実施の形態を図面を参照して詳しく説明する。なお、ここではマルチキャリア数N=8とするとともに、送受間で既知の制御用冗長信号として2個のヌル信号を伝送帯域の両端部分に1個ずつ挿入するものとして説明を行なう。図1は、この実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図であり、(a)が送信側の伝送装置を、(b)が受信側の伝送装置をそれぞれ示している。

【0031】まず送信側の伝送装置では、図示しないマッピング回路において、送信情報データが例えばPSK(Phase Shift Keying)方式またはQAM(Quadrature Amplitude Modulation)方式に応じて複素平面上の位相位置にマッピングされ、このマッピングされた送信情報信号X1~X6が逆離散フーリエ変換器(IDFT; Inverse Discrete Fourier Transform)11に入力される。またこのときIDFT11には、信号ブロックの両端の1シンボルを零シンボルとするためのヌル信号X0、X7が入力される。

【0032】IDFT11では、上記入力された6個の送信情報信号X1~X6と2個のヌル信号X0、X7とからなる送信ブロック信号Xを、周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換する処理が行なわれる。すなわち、IDFT11からは次のような時間軸上の送信ブロック信号xが出力される。

$$x = (x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-1})^T$$

ここで、

【数1】

マルチキャリア伝送信号のスペクトラムを示すもので、両端のシンボルにヌル信号を挿入したことで側帯波を含め与えられた帯域幅内に収まっている。ちなみに、図2は信号ブロック両端のシンボル位置にヌル信号を挿入しなかった場合のスペクトラム特性を示したものである。

【0036】一方、受信側の伝送装置では、上記送信側の伝送装置から送信された送信マルチキャリア信号が、図示しないアンテナを介して受信回路(RX)21に入力される。この受信回路21では、受信されたマルチキャリア信号が高周波増幅されたのちベースバンド信号に周波数変換され、さらにベースバンド増幅器で増幅される。そして、この受信回路21から出力された受信信号

はアナログ／デジタル変換器（A/D；Analog / Digital Converter）22でデジタル信号に変換される。

【0037】ところで、上記送信マルチキャリア信号は先に述べたように周波数軸上のN（N=8）個の信号を時間軸上のN（N=8）個の信号に変換したものであるため振幅変動を伴なう。この振幅変動は、Nが大きいはど大きなものとなる。このため、このような信号をその信号波形を完全な形に保持したまま受信再生するには、上記A/D22には多くのビット数が必要となる。しかし、実際には回路規模などの事情からA/D22のビット数は制限される。つまり許容入力振幅レンジが制限される。

【0038】このため、受信マルチキャリア信号は、A/D22においてデジタル信号に変換される際に、許容入力振幅レンジを超えた信号波形が例えば図4に示すごとくクリップされる。このクリップ動作は、図5に示すごとく+1.5Vの入力信号波形に-0.5Vの雑音を付加したものとしてモデル化できる。したがって、上*

$$V = \begin{pmatrix} V_0 & V_1 & \dots & V_{N-1} \end{pmatrix}^T$$

$$V_k = \sum_{i=0}^{N-1} \omega^{ik} v_i, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad \dots (2)$$

【0040】で表わされる周波数軸上の受信ブロック信号Vが生成される。

【0041】そしてこの受信ブロック信号Vは、除去器（CAN）25および引算器26、27に入力される。引算器26、27では、上記受信ブロック信号Vの両端の2個の信号V0、V7と、既知のヌル信号X0、X7との差分値が求められ、これらの差分値はCAN25に与えられる。またCAN25には、検出器（DET）28で検出された付加雑音の位置と数が与えられる。CAN25では、上記DET28から与えられた付加雑音の位置と数、および引算器26、27から与えられた差分値を基に、上記周波数軸上の受信ブロック信号Vに含まれる付加雑音は推定され除去される。

【0042】この付加雑音の推定除去動作を以下に詳しく述べる。付加雑音ブロックeは、先に述べたようにA/D22のクリップ動作をモデル化したものであり、したがってクリップが生じた信号の位置と数は特定できる。つまり、クリップが生じた位置に相当する要素が非零で、他は零となる。これはDET28において検出できる。ただし、非零の要素もその大きさについてはここでは不明である。しかし、これはDF T24から出力される受信ブロック信号Vをもとに推定できる。以下にその手順を述べる。

【0043】すなわち、DF T24の出力信号ブロック

*記A/D22による振幅制限を付加雑音eの加算としてモデル化すると、A/D22の出力信号ブロックvは、

$$v = x + e$$

と表せる。ただし、

$$v = (v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{N-1})$$

$$e = (e_0 \ e_1 \ \dots \ e_{N-1})$$

である。

【0039】この受信ブロック信号は、直列／並列変換器（S/P；Serial / Parallel Converter）23によりN（N=8）個の並列信号vに変換され、vi（i=0,1,...,7）を一つの信号ブロックとしてN点つまり8点の離散フーリエ変換器（DF T；Discrete Fourier Transform）24に入力される。離散フーリエ変換器24は、上記8個の受信ブロック信号を時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換する。すなわち、DF T24では

【数2】

Vは、

$$V = X + E$$

のように表される。ただし、

$$E = (E_0 \ E_1 \ \dots \ E_{N-1})^T$$

は上記クリップ歪みに相当する付加雑音eを離散フーリエ変換したものである。また

$$(X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{t-1})^T,$$

$$(X_{N-t} \ X_{N-t+1} \ \dots \ X_{N-1})^T$$

は受信側で零と分かっている既知の冗長信号（ヌル信号）である。

【0044】したがって、(E0 E1 ... Et-1) T,

$$(E_{N-t} \ E_{N-t+1} \ \dots \ E_{N-1})^T \text{は、}$$

$$E_k = V_k - X_k,$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1, N-t, N-t+1, \dots, N-1$$

から推定される。

【0045】前述したように付加雑音eは、A/D22によるクリップ動作をモデル化したものであるため、eのN個の要素(ei, i=1, 2, ..., N-1)のうち、非零の位置と数はDET28で検出できる。非零の要素の数をν(ν≤2t)とし、位置をiμ, μ=1, 2, ..., νとする。ここで、付加雑音の位置多項式Λ(x)を、

【数3】

$$\Lambda(x) = \prod_{\mu=1}^{\nu} (1 - x\omega^{\mu})$$

$$= \Lambda_0 + \Lambda_1 x + \dots + \Lambda_{\nu} x^{\nu} \quad \dots (3)$$

【0046】のように定義する。但し、 $\Lambda_0 = 1$ であり、また他の x の係数も付加雑音の位置から計算される。

【0047】($\Lambda_0, \Lambda_1, \dots, \Lambda_{\nu}$)を離散フーリエ変換*
 $\lambda_i e_i = 0, i = 0, \dots, N-1$

*変換したものは、

$$\lambda_i = (1/N) \Lambda(\omega - i)$$

である。このとき以下の関係が成立する。

【数4】

$$E_j = - \sum_{k=1}^{\nu} \Lambda_k E_{j-k}, j = 0, \dots, N-1 \quad \dots (4)$$

【0048】上式において、 $\Lambda_k, k = 0, 1, \dots, \nu$ は算出されているため、この Λ_k と $E_k, k = 0, 1, \dots, N-1, N-t, N-t+1, \dots, N-1$ から、 $E_k, k = t, t+1, \dots, N-t-1$ が算出され、最終的に情報信号 $X_k, k = t, t+1, \dots, N-t-1$ が得られる。

【0049】付加雑音の数が冗長データ数の $2t$ 個以下ならば、付加雑音 E_k の大きさは推定されてCAN25で除去できる。一方、付加雑音の数が冗長データ数の $2t$ 個より大きい場合には、付加雑音は推定できないためCAN25では推定除去のための処理を行わない。

【0050】以上述べたようにこの実施の形態では、受信マルチキャリア信号をA/D22でデジタル信号に変換する際に発生するクリップ歪みを付加雑音と看做し、A/D22の出力よりDET28で上記クリップ歪みの発生位置およびその数を検出するとともに、DF24から出力された周波数軸上の受信ブロック信号の両端の情報シンボルと既知の零シンボルとの差分値を引算器26、27で求め、CAN25において上記差分値と上記クリップの発生位置および数の検出結果とから上記クリップ歪みの大きさを推定してこれを除去するようにしている。

【0051】したがって第1の実施の形態によれば、A/D22で受信マルチキャリア信号をデジタル信号に変換する際にクリップ歪みが発生しても、その発生数が既知の冗長データであるヌル信号の $2t$ 個以下であれば、このヌル信号をもとに上記クリップ歪みを推定して除去することができる。このため、許容入力振幅レンジの大きい高価なA/Dを使用しなくても、高品質の受信情報データの再生を行なうことができる。

【0052】また、近接帯域に対し干渉を与えないようにする目的で既に挿入されているヌル信号を冗長データとして利用して上記クリップ歪みを推定するようにしているので、新たな冗長データを付加する必要がなく、これにより伝送効率の低下を生じずに上記効果を得ることができる。

【0053】さらに、クリップ歪みの発生数が既知の冗長データであるヌル信号の $2t$ 個以下である場合に限りこのヌル信号をもとにしたクリップ歪みの推定除去のための演算を行ない、クリップ歪みの発生数がヌル信号の $2t$ 個を超えている場合には上記推定除去のための演算を行なわないようにすることで、無駄な推定除去演算処理を廃して演算処理の簡単化や消費電力の低減を図ることができる。

【0054】なお、以上述べた第1の実施の形態では、受信側の伝送装置に設けられているA/D22で発生するクリップ歪みのみを対象として説明したが、送信側の伝送装置においてもクリップ歪みが発生する場合にも、これを上記A/D22で発生するクリップ歪みとともに推定し除去することが可能である。この場合には、DET28において、受信マルチキャリア信号の信号レベルが送信側のクリップ電圧値と等しいか、またはそれよりも若干小さい場合に、受信マルチキャリア信号に付加雑音が加わったものと看做してその位置と数を検出すればよい。

【0055】また、上記第1の実施の形態では、クリップ歪みによる付加雑音の推定に零シンボルを利用したが、制御用のパイロットシンボルを利用してもよく、そのほか既知の制御用冗長データが伝送されている場合にはこれを利用してもよい。

【0056】(第2の実施の形態)この発明の第2の実施の形態は、受信側の伝送装置において、受信回路の増幅器等が持つ入出力特性の非線形性により発生する非線形歪みを付加雑音と看做し、受信マルチキャリア信号より上記非線形歪みの発生位置およびその数を検出する。そして、その検出結果と、直交変換後の受信ブロック信号の両端の受信冗長シンボルと既知の零シンボルとの差分値とをもとに、上記非線形歪みの特性を推定する。そして、直交変換器の前段側に入出力特性を可変設定できる補償器を設け、この補償器に上記推定した非線形歪みの特性を補償するための入出力特性を設定して、受信マルチキャリア信号をこの補償器に通すことで、受信マルチキャリア信号の非線形歪みを補償するようにしたもの

20

30

40

50

である。

【0057】図6は、この実施形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図であり、(a)が送信側の伝送装置を、(b)が受信側の伝送装置をそれぞれ示している。なお、同図において、前記図1と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0058】受信回路(RX)21内の増幅器等が非線形性を有していると、受信マルチキャリア信号には非線形歪みが発生する。例えば、増幅器の入出力特性が図7に示すように+1V以上および-1V以下で線形性を失うような特性を有していると、受信マルチキャリア信号の信号レベルが上記+1V~-1Vの線形動作範囲を超えると、そこで非線形歪みが発生する。図9(a)、

(b)はその一例を示すもので、1.8Vの信号波は1.4Vに振幅制限される。この増幅器等の非線形特性による振幅制限動作は、図9(c)に示すごとく+1.8Vの入力信号波形に-0.4Vの雑音を付加したものとモデル化できる。したがって、このモデル化した付加雑音をeとすると、受信回路21の出力信号ブロックvは、前記第1の実施の形態と同様に

$$v = x + e$$
と表わせる。

【0059】この受信ブロック信号は、A/D22でデジタル信号に変換された後、後述する補償器(CMP)29を介してS/P23に入力され、このS/P23でN(N=8)個の並列信号vに変換されたのちvi(i=0,1,...,7)を一つの信号ブロックとしてN点つまり8点のDFT24に入力される。DFT24では、上記8個の受信ブロック信号vを時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換するための処理が行なわれ、この周波数軸上の受信ブロック信号Vから受信情報データXが再生される。

【0060】ところで、この周波数軸上の受信ブロック信号Vから受信情報データXを再生する際に、推定器(EST)20および引算器26、27により、受信ブロック信号Vに含まれる上記非線形歪みによる付加雑音Eを推定することができる。

【0061】すなわち、第1の実施の形態でも述べたように、DFT24の出力信号ブロックVは、

$$V = X + E$$

のように表される。ただし、

$$E = (E_0 \ E_1 \ \dots \ E_{N-1})^T$$

は上記非線形歪みに相当する付加雑音eを離散フーリエ変換したものである。また、

$$(X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{t-1})^T,$$

$$(X_{N-t} \ X_{N-t+1} \ \dots \ X_{N-1})^T$$

は受信側で零と分かっている既知の冗長信号(ヌル信号)である。したがって、

$$(E_0 \ E_1 \ \dots \ E_{t-1})^T,$$

$$(E_{N-t} \ E_{N-t+1} \ \dots \ E_{N-1})^T$$

は、

$$E_k = V_k - X_k,$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1, N-t, N-t+1, \dots, N-1$$

から推定される。

【0062】前述したように付加雑音eは、受信回路21の非線形特性による振幅制限動作をモデル化したものである。このため、eのN個の要素(ei, i=1, 2, ..., N-1)のうち、非零の位置と数は前記第1の実施の形態と同様にDET28で検出できる。非零の要素の数をν、(ν≤2t)とし、位置をiμ, μ=1, 2, ..., νとすると、付加雑音の位置多項式Λ(x)は、前記第(3)式のように定義される。但し、Λ0=1であり、また他のxの係数も付加雑音の位置から計算される。

【0063】(Λ0, Λ1, ..., Λν)を離散フーリエ変換したものは、

$$\lambda_i = (1/N) \Lambda(\omega - i)$$

である。このとき、前記第(4)式の関係が成立する。この第(4)式において、Λk, k=0, 1, ..., νは算出

されているため、このΛkとEk, k=0, 1, ..., N-1, N-t, N-t+1, ..., N-1から、

$$E_k, k = t, t+1, \dots, N-t-1$$

が算出される。

【0064】付加雑音の数が冗長データ数の2t個以下ならば、付加雑音Ekの大きさはEST20で推定され、その推定値が正しければ、受信信号Vk, k=t, t+1, ..., N-t-1から、推定雑音信号Ek, k=t, t+1, ..., N-t-1を減算することにより、情報信号Xk, k=t, t+1, ..., N-t-1を得ることができる。一方、付加雑音の数が冗長データ数の2t個より大きい場合には、付加雑音は推定できないためEST20では推定のための処理を行なわない。

【0065】しかしながら、以上のケースは、受信回路21の線形動作範囲では非線形性を全く持たず、かつ非線形動作のモデル化による付加雑音のみを考慮した場合を前提にしたものであり、実際のケースとは必ずしも一致しない。実際のケースでは、受信回路21の線形動作範囲にも若干の非線形性があり、さらにランダム付加雑音も存在するため、前記した付加雑音の推定値には誤差がある。

【0066】そこで、この第2の実施の形態では、前記第1の実施の形態で述べたように付加雑音をCAN25で直接減算せずに、次のような処理により非線形歪みの除去を行なっている。

【0067】すなわち、EST20において、周波数領域の推定雑音ブロック

$$E = (E_0 \ E_1 \ \dots \ E_{N-1})^T$$

にIDFT処理を施し、時間軸上の

$$e = (e_0 \ e_1 \ \dots \ e_{N-1})^T$$

を得る。これは、非線形特性の付加雑音モデルである。

【0068】N個の信号からなる信号ブロック内で、電圧値xの信号が

$$v = x - e$$

として受信されたとすると、電圧値-eの雑音が付加されたものとしてモデル化される。このとき、A/D22とS/P23との間に補償器(CMP)29を設け、このCMP29において、上記受信信号値vに対し

$$g(v) = 1 + e/v$$

の利得を乗算すると、電圧値xは

$$x = v + e$$

となり、正しい信号となる。

【0069】ここで、推定した雑音が誤差を含むことを考慮して、

$$g(v) = 1 + \alpha e/v$$

のように係数 α ($\alpha < 1$)を設定して徐々に修正していく。

【0070】複数の信号ブロックに対し、前述の雑音推定を繰り返すと、例えば図8に示すような種々の受信電圧値vに対する修正修正利得 $g(v)$ の関係が得られる。vに対する $g(v)$ を滑らかに結ぶことにより、CMP29の入出力特性を得ることができる。

【0071】以上のように第2の実施の形態では、DET28で検出された非線形歪みの位置と数、および既知の零シンボル X_0 、 X_7 を用いて、推定器(EST)20において上記非線形歪みによる付加雑音を推定する。またA/D22とS/P23との間に補償器(CMP)29を設けて、このCMP29に上記EST20による付加雑音の推定結果をもとに受信回路21の非線形特性を補償するための修正入出力特性を設定し、このCMP29により受信マルチキャリア信号の非線形歪みを補償するようにしている。

【0072】したがって第2の実施の形態によれば、受信回路21の非線形特性ばかりでなく、線形動作範囲に存在する若干の非線形性や、さらにはランダム付加雑音をも考慮して、受信マルチキャリア信号の非線形歪みを補償することが可能となる。したがって、さらに高品質の受信情報データの再生を行なうことができる。またこの第2の実施の形態においても、非線形歪みを推定するための冗長信号としては信号ブロックの両端に元挿入されている零シンボルを利用しているので、新たな冗長信号を設ける必要がなく、これにより伝送効率の低下は生じない。また、非線形特性を推定するためのトレーニング信号も不要である。

【0073】なお、上記第2の実施の形態では、受信側の伝送装置においてのみ非線形歪みが発生するものとして説明したが、送信側の伝送装置において非線形歪みが発生する場合にもこれを受信側で発生する非線形歪みと共に推定し除去することが可能である。この場合には、DET28において、受信マルチキャリア信号の信号レ

ベルが送信側で非線形歪みを起こす境界の電圧値と等しいか、またはそれよりも若干小さい場合に、受信マルチキャリア信号には送信側の非線形歪みによる付加雑音が付加しているものとしてその位置と数を検出すればよい。

【0074】また、上記第2の実施の形態では非線形歪みによる付加雑音の推定に零シンボルを利用したが、制御用のパイロットシンボルを利用してもよく、その他既知の制御用冗長データが伝送されている場合にはこれを利用してもよい。

【0075】(第3の実施の形態)この発明の第3の実施の形態は、一般情報信号とそれよりも重要性の高い優先情報信号とを多重化して階層伝送するマルチキャリア伝送システムにおいて、優先情報信号には伝送品質の劣化に対し高い対抗能力が与えられることから受信側では優先情報信号を高確率で正しく再生できることに着目し、誤り修正後の優先情報信号をあたかも既知の冗長信号として使用することにより、受信ブロック信号に含まれる付加雑音の推定除去を行なうようにしたものである。

【0076】マルチキャリア階層伝送の用途としては、例えば映像信号を放送するシステムへの適用が考えられている。すなわち、映像信号の高周波成分を一般情報信号として伝送し、映像信号の直流成分や低周波成分、各種制御情報を優先情報信号として伝送する。このようにすると、伝送条件が劣悪な場合でも、受信側の伝送装置では少なくとも映像信号の直流成分、低周波成分および各種制御情報を再生することができ、これにより最低限の映像情報を再生することができる。

【0077】また、優先情報信号に伝送品質の劣化に対し高い対抗能力を与えるための手段としては、例えば次のようなものがある。

(1) 多値数を減らして信号点間距離を大きくした変調を施す。

(2) 信号電力を大きくする。

(3) 強力な誤り訂正符号化を施す。

【0078】なお、階層伝送に関しては、例えばK.Ramchandran, A.Ortega, K.Metin Uz, and M.Varrnerli "Multiresolution Broadcast for Digital HDTV Using Joint Source/Channel Coding", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol11, No1, pp.6-23, Jan. 1993.に詳しく記されている。

【0079】以下、この実施の形態を図面を参照して詳しく説明する。なお、ここではマルチキャリア数 $N=8$ とし、このうちの2個を使用して優先情報を伝送し、残りの6個のを使用して非優先情報を伝送するものとして説明を行なう。

【0080】図10は、この実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図であり、(a)が送信側の伝送装置を、(b)が受信

10

20

30

40

50

側の伝送装置をそれぞれ示している。なお、同図において、前記図1と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0081】まず送信側の伝送装置において、送信しようとする情報ビット列が、優先情報のビット列a

$a = (a_0 \ a_1 \ a_2 \ \dots)$

と、非優先情報のビット列b

$b = (b_0 \ b_1 \ b_2 \ \dots)$

からなるものとする。

【0082】これらの優先情報のビット列aおよび非優先情報のビット列bは、それぞれ第1のマッピング回路(MAP1)31および第2のマッピング回路(MAP2)32にそれぞれ入力される。第1のマッピング回路31は、優先情報ビット列aを2ビットずつQPSKの信号点にマッピングする。これに対し第2のマッピング回路32は、非優先情報ビット列bを4ビットずつ16QAMの信号点にマッピングする。

【0083】QPSKとQAMとを、ピーク電力が同一となる条件で比較すると、QPSKの信号点間の距離はQAMの信号点間の距離の3倍であるため、QPSKのほうがQAMよりも雑音や歪みに強い。したがって、16QAMで変調されたビット列bに符号誤りが発生する伝送路の状況下においても、QPSKで変調されたビット列aには誤りが発生しない確率が高い。ただし、伝送効率は16QAMで変調したビット列bのほうが高い。

【0084】上記第1および第2のマッピング回路31、32からIDFT11に入力される信号ブロックXを

$X = (X_0 \ X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{N-1}) \ T$

とするとき、このうちの2t個(図10では $t=1$)の

$(X_0 \ X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{2t-1}) \ T$

が優先情報ビット列aにQPSK変調を行なった情報信号となり、また残りの $N-2t$ 個の信号

$(X_{2t} \ X_{2t+1} \ \dots \ X_{N-1}) \ T$

が非優先情報ビット列bに16QAM変調を行なった情報信号となる。ここで、()Tはブロックの転置を意味する。

【0085】上記N個の送信ブロック信号Xが入力されるとIDFT11では、前記第1の実施の形態において述べたように、上記送信ブロック信号Xを周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換する処理が行なわれ、これによりIDFT11からは第(1)式に示した時間軸上の送信ブロック信号xが出力される。

【0086】そして、このIDFT11から出力された送信ブロック信号xは、並列/直列変換器(P/S)12で並列信号から直列信号に変換された後、デジタル/アナログ変換器(D/A)13でアナログ信号に変換されて送信マルチキャリア信号となる。そして、この送信マルチキャリア信号は送信回路(TX)14で所定の無線周波数のマルチキャリア信号に周波数変換され、さ

らに所定の送信レベルなるように電力増幅されたのち、図示しないアンテナから無線伝送路へ送信される。

【0087】一方受信側の伝送装置では、上記送信側の伝送装置から送信された送信マルチキャリア信号が、図示しないアンテナで受信されて受信回路(RX)21に入力される。この受信回路21では、受信されたマルチキャリア信号が高周波増幅されたのちベースバンド信号に周波数変換され、さらにベースバンド増幅器で増幅される。そして、この受信回路21から出力された受信信号はアナログ/デジタル変換器(A/D)22でデジタル信号に変換される。

【0088】ところで、受信回路(RX)21内の増幅器等が非線形入出力特性を有していると、前記第2の実施の形態で述べたように受信マルチキャリア信号には例えば図9(b)に示したような非線形歪みが発生する。

【0089】この増幅器等の非線形特性による振幅制限動作は、図9(c)に示したように+1.8Vの入力信号波形に-0.4Vの雑音を付加したものとしてモデル化できる。したがって、このモデル化した付加雑音をeとすると、受信回路21の出力信号ブロックvは、

$v = x + e$

と表わせる。

【0090】この受信ブロック信号は、A/D22でデジタル信号に変換され、さらにS/P23でN(N=8)個の並列信号vに変換されたのち、

$v_i \ (i=0,1,\dots,7)$

を一つの信号ブロックとしてN点つまり8点のDFT24に入力される。DFT24では、上記8個の受信ブロック信号vを時間軸上の信号から周波数軸上の信号Vに変換するための処理が行なわれる。

【0091】そして、このDFT24から出力された受信ブロック信号Vは、後述する除去器(CAN)43を介して受信情報信号Xとなり、このうち優先情報信号 X_0 、 X_1 は第1のデマッピング回路(DMAP1)41に入力され、かつ非優先情報信号 $X_2 \sim X_7$ は第2のデマッピング回路(DMAP2)42に入力される。第1のデマッピング回路(DMAP1)41では、QPSKにより信号点配置された上記優先情報データ X_0 、 X_1 のデマッピング処理が行なわれ、これにより優先情報データが再生される。これに対し第2のデマッピング回路42では、16QAMにより信号点配置された非優先情報信号 $X_2 \sim X_7$ のデマッピング処理が行なわれ、これにより優先情報データが再生される。

【0092】ところで、上記除去器(CAN)43では、上記受信ブロック信号Vから受信情報信号Xを推定する際に、付加雑音を推定するための処理が行なわれる。以下、この推定処理の手順およびその内容について説明する。

【0093】すなわち、DFT24の出力信号ブロックVは、

$$V = X + E$$

のように表される。但し、

$$E = (E_0 E_1 \cdots E_{N-1})^T$$

は上記非線形歪みに相当する付加雑音 e を離散フーリエ変換したものである。ここで、

$$(V_0 V_1 \cdots V_{2t-1})^T$$

は、優先情報ビット列 a に対して QPSK 変調を行なった信号成分であり、これから再生した情報ビット列は誤りを含まないと仮定できる。なお、誤りを含むか否かの判定は、例えば送信情報データに誤り検出のためのビットを付加しておくことにより容易に行ない得る。

【0094】第1のデマッピング回路41で再生された、誤りを含まない優先情報データ a は、再びマッピング回路(MAP)44に入力され、ここでQPSK信号に再変調されたのち、上記CAN43に帰還供給される。CAN43では、この帰還された優先情報信号 a のQPSK変調信号

$$(X_0 X_1 \cdots X_{2t-1})^T$$

を基に、

$$(E_0 E_1 \cdots E_{2t-1})^T$$

を

$$E_k = V_k - X_k, \quad k = 0, 1, \cdots, 2t-1$$

から推定される。

【0095】ここで、雑音ブロック e の N 個の要素 ($e_i, i = 1, 2, \cdots, N-1$) のうち、非零の要素の数を ν ($\nu \leq 2t$) とし、位置を $i_\mu, \mu = 1, 2, \cdots, \nu$ とする。そうすると、雑音の位置多項式 $\Lambda(x)$ は、前記第1の実施の形態で示した第(3)式のように定義される。但し、 $\Lambda_0 = 1$ である。($\Lambda_0, \Lambda_1, \cdots, \Lambda_\nu$) を離散フーリエ変換したものは、 $\lambda_i = (1/N) \Lambda(\omega^{-i})$ である。このとき、前記第(4)式に示した関係が成立する。

【0096】前述したように

$$E_k = V_k - X_k, \quad k = 0, 1, \cdots, 2t-1$$

は推定済みであるため、これより

$$\Lambda_k, \quad k = 0, 1, \cdots, \nu$$

を算出することができ、付加雑音の位置を特定できる。

次に、この $\Lambda_k, k = 0, 1, \cdots, \nu$ と、 $E_k, k = 0, 1, \cdots, 2t-1$ とから、

$$E_k, \quad k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$$

が算出される。

【0097】付加雑音の数 ν が t 個以下ならば、それらの位置と大きさは除去器(CAN)43で推定される。そして、受信信号 $V_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ から、推定雑音信号 $E_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ を減算することにより、非優先情報ビット列 $X_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ を得ることができる。

【0098】ところで、以上の説明では、付加雑音の数 ν が t 以下の場合についての付加雑音の位置および大

さを推定する手法を示した。以下では、付加雑音の数 ν が $2t$ 以下であり、かつ雑音の位置が予め推定されている場合に、上記 $2t$ 個の雑音の大きさを推定する手法について説明する。付加雑音ブロック e は、受信回路21の増幅器の非線形動作をモデル化したものとする、非線形動作を生じた信号の位置と数は特定できる。つまり、 e の N 個の要素のうち、非線形動作の生じた位置に相当する要素が非零となり、その他は零となる。但し、非零の要素もその大きさはここでは不明であり、以後の推定処理により推定される。

【0099】上記したように付加雑音ブロック e を、受信回路21の増幅器の非線形動作をモデル化したものとする、 e の N 個の要素 ($e_i, i = 1, 2, \cdots, N-1$) のうち、非零の位置と数は検出器(DET)28で検出できる。なお、この検出手法としては、例えばあるレベル以上の信号が入力されたときに、これを非線形動作が加わった信号と判定する手法が用いられる。

【0100】このとき、雑音ブロック e の N 個の要素 ($e_i, i = 1, 2, \cdots, N-1$) のうち、非零の要素の数を ν ($\nu \leq 2t$) とし、位置を $i_\mu, \mu = 1, \cdots, \nu$ としたときの、雑音の位置多項式 $\Lambda(x)$ (第(3)式)の係数 $\Lambda_k, k = 0, 1, \cdots, \nu$ は直接算出することができる。そして、この係数 $\Lambda_k, k = 0, 1, \cdots, \nu$ と、 $E_k, k = 0, 1, \cdots, 2t-1$ とから、 $E_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ を算出することができる。

【0101】ここで、付加雑音の数が $2t$ 個以下ならば付加雑音 E_k の位置と大きさはCAN43で推定され、受信信号 $V_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ から、推定雑音信号 $E_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ を減算することにより、非優先情報ビット列 $X_k, k = 2t, 2t+1, \cdots, N-1$ を得ることができる。一方、付加雑音の数が冗長信号のシンボル数の $2t$ 個より大きい場合には、付加雑音は推定できないためCAN43では推定除去のための処理を行わない。

【0102】以上述べたように第3の実施の形態では、階層伝送される重要度の異なる情報データのうち伝送品質の劣化に比較的強いQPSK変調方式を用いて伝送される優先情報データを利用して、受信回路21の非線形特性により受信マルチキャリア信号に発生する非線形歪みに相当する付加雑音を、DF T 24の出力側に設けられたCAN43で推定し除去するようにしている。

【0103】したがって、この実施の形態によれば、受信回路21の増幅器等が有する非線形性により受信マルチキャリア信号に非線形歪みが発生しても、この非線形歪みを付加雑音として推定し除去することができる。したがって、線形動作範囲の大きい高価な増幅器などを用いることなく、高品質の受信情報データの再生を行なうことができる。

【0104】また、信頼性の高い優先情報信号を冗長信号として使用することにより付加雑音の推定処理を行な

っているので、トレーニング信号やその他の冗長信号を新たに伝送する必要がなく、これにより伝送効率の低下を生じずに上記効果を得ることができる。

【0105】なお、上記第3の実施の形態では、受信側の伝送装置においてのみ非線形歪みが発生するものとして説明したが、送信側の伝送装置において非線形歪みが発生する場合にも、これを受信側で発生する非線形歪みと共に推定し除去することが可能である。この場合には、DET28において、受信マルチキャリア信号の信号レベルが送信側で非線形歪みを起こす境界の電圧値と等しいか、またはそれよりも若干小さい場合に、受信マルチキャリア信号には送信側の非線形歪みによる付加雑音が加わっているものとしてその位置と数を検出すればよい。

【0106】また上記第3の実施形態では、1信号ブロックのうちの X_k , $k=0, 1, \dots, 2t-1$ を優先度の高い情報としたが、優先度の高い情報のブロック内における位置はこれに限定されることなく、連続した $2t$ 個であれば任意に設定可能である。例えば、DFTの巡回構造を考慮すると、ブロックの両端に分けて配置してもよい。

【0107】さらに、優先度の高い情報のブロック内の位置は時間経過に従って変化させるようにしてもよい。このようにすると、伝送路に周波数選択性フェージングなどが発生し、その影響で特定の周波数の信号の劣化が著しいような場合の特性を改善することができる。但し、これを実現するには、優先情報の位置変化のルールを送信側と受信側とで予め取り決めておくか、または変化を表わす情報を送信側から受信側へあるいは受信側から送信側へその都度伝達する必要がある。

【0108】さらに、優先情報データおよび非優先情報データの変調方式についても、QPSKや16QAMに限ることはない。

【0109】(第4の実施の形態) 前記第3の実施の形態では、1個の信号ブロックごとに付加雑音を推定して、減算により除去を行なったが、この方式は受信回路21の線形動作範囲では非線形性を全く持たず、かつ非線形動作のモデル化による付加雑音のみを考慮した場合を前提にしたものであり、実際のケースとは必ずしも一致しない。実際のケースでは、受信回路21の線形動作範囲にも若干の非線形性があり、さらにランダム付加雑音も存在するため、前記した付加雑音の推定値には誤差がある。

【0110】そこで、この発明の第4の実施の形態では、前記第3の実施の形態で述べたように付加雑音をCAN43で直接減算せずに、次のような処理により非線形歪みの除去を行なっている。

【0111】図11は、この第4の実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図であり、(a)が送信側の伝送装置を、(b)

が受信側の伝送装置をそれぞれ示している。なお、同図において、前記図10と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0112】すなわち、前記第2の実施の形態と同様に、推定器(EST)45において、周波数領域の推定雑音ブロック

$$E = (E_0 \ E_1 \ \dots \ E_{N-1})^T$$

にIDFT処理を施し、時間軸上の

$$e = (e_0 \ e_1 \ \dots \ e_{N-1})^T$$

を得る。これは、非線形特性の付加雑音モデルである。

【0113】N個の信号からなる信号ブロック内で、電圧値 x の信号が

$$v = x - e$$

として受信されたとすると、電圧値 $-e$ の雑音が付加されたものとしてモデル化される。このとき、 $A/D22$ と $S/P23$ との間に補償器(CMP)46を設け、このCMP46において、上記受信信号値 v に対し

$$g(v) = 1 + e/v$$

の利得を乗算すると、電圧値 x は

$$x = v + e$$

となり、正しい信号となる。ここで、推定した雑音が誤差を含むことを考慮して、

$$g(v) = 1 + \alpha e/v$$

のように係数 α ($\alpha < 1$)を設定して徐々に修正していく。

【0114】複数の信号ブロックに対し、前述の雑音推定を繰り返すと、例えば図8に示したような種々の受信電圧値 v に対する修正修正利得 $g(v)$ の関係が得られる。 v に対する $g(v)$ を滑らかに結ぶことにより、CMP29の入出力特性を得ることができる。

【0115】以上のように第4の実施の形態では、デマッピング回路41で再生された優先情報データ a をマッピング回路44で再マッピングして推定器(EST)45に供給し、このEST45において上記再マッピングされた優先情報データを用いて非線形歪みによる付加雑音を推定する。また、 $A/D22$ と $S/P23$ との間に補償器(CMP)46を設けて、このCMP46に上記EST45による付加雑音の推定結果をもとに受信回路21の非線形特性を補償するための修正入出力特性を設定し、このCMP46により受信マルチキャリア信号の非線形歪みを補償するようにしている。

【0116】したがってこの実施形態によれば、受信回路21の非線形特性ばかりでなく、線形動作範囲に存在する若干の非線形性や、さらにはランダム付加雑音をも考慮して、受信マルチキャリア信号の非線形歪みを補償することが可能となる。したがって、さらに高品質の受信情報データの再生を行なうことができる。またこの実施の形態においても、非線形歪みを推定するための冗長データとしては、階層伝送される各情報データのうち伝送品質の劣化に強い優先情報データ a の再マッピングデ

ータを利用しているので、トレーニング信号や新たな冗長データを用いる必要がなく、これにより伝送効率の低下を生じることなく非線形歪みの推定除去を行なうことができる。

【0117】なお、以上の実施形態では、優先情報データを伝送品質の劣化に強くするために、QPSKのように多値数を減らして信号点間距離を大きくする変調方式を採用したが、これには限定されず信号電力を大きく設定したりより強力な誤り訂正符号化方式を採用するようにしてもよい。

【0118】また、第4の実施の形態では、受信側の伝送装置においてのみ非線形歪みが発生するものとして説明したが、送信側の伝送装置において非線形歪みが発生する場合にもこれを受信側で発生する非線形歪みと共に推定し除去することが可能である。この場合には、DET28において、受信マルチキャリア信号の信号レベルが送信側で非線形歪みを起こす境界の電圧値と等しいか、またはそれよりも若干小さい場合に、受信マルチキャリア信号には送信側の非線形歪みによる付加雑音が加わっているものとしてその位置と数を検出すればよい。

【0119】(第5の実施の形態) この発明の第5の実施の形態は、逆離散フーリエ変換(IDFT)および離散フーリエ変換(DFT)をN個の搬送波信号からなるOFDM信号の生成と分離に使用するだけでなく、受信側の伝送装置において付加歪みの推定とその除去に使用*

$$x_m = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 e^{j2\pi mk/8} X_k, \quad m=0, 1, \dots, 7 \quad \text{--- (5)}$$

【0123】である。

【0124】次に上記時間軸上の送信ブロック信号($x_0 x_1 \dots x_7$)は、並列直列変換器(P/S)12で並列信号から直列信号に変換され、さらに図示しないデジタル・アナログ変換器(D/A)でアナログ信号に変換され、しかるのち送信機(TX)14において伝送帯域の無線周波数に周波数変換され、かつ所定の送信電力レベルに増幅されたのち、アンテナから伝送路へ送信される。

【0125】これに対し受信側の伝送装置では、上記伝送路を経て送られたマルチキャリア信号は受信機(RX)21で受信されてベースバンド信号に周波数変換され、さらに図示しないアナログ・デジタル変換器(A/D)でデジタル信号に変換されたのち、直列並列変換器(S/P)23に入力される。このS/P23では※

$$Y_k = \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi mk/8} y_m, \quad k=0, 1, \dots, 7 \quad \text{--- (6)}$$

【0127】である。

【0128】ここで、DFT24の出力は、

$$Y_k = X_k + E_k, \quad k=0, 1, \dots, 7$$

のように書き表される。但し、($E_0 E_1 \dots E_7$)は、

*するようにし、この付加歪みの推定と除去をOFDM信号の両端部位に配置された零シンボルのキャリアを冗長信号として利用することで行うようにしたものである。

【0120】以下、この実施の形態を図面を参照して詳しく説明する。なお、ここではマルチキャリア数 $N=8$ とするとともに、送受間で既知の冗長信号として4個のヌル信号を伝送帯域の両端部分に2個ずつ挿入するものとして説明を行なう。

【0121】図12および図13はそれぞれ、この実施の形態に係わる送信側および受信側の各伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図である。なお、同図において、前記図1と同一部分には同一符号を付してある。

【0122】先ず送信側の伝送装置において、4個の情報データは変調器(Modu)10に入力され、ここでPSKまたはQAMなどの変調規則に従い複素数の信号点空間にマッピングされる。そして、この変調された4個の情報信号 X_2, X_3, X_4, X_5 は、ヌル信号からなる4個の冗長信号 X_0, X_1, X_6, X_7 とともに、8個の要素からなる送信ブロック信号($X_0 X_1 \dots X_7$)として8点のIDFT11に入力される。IDFT11では、上記送信ブロック信号が周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、送信ブロック信号($x_0 x_1 \dots x_7$)となって出力される。但し、

【数5】

※上記受信信号が並列の受信ブロック信号($w_0 w_1 \dots w_7$)に変換される。このとき、受信ブロック信号($w_0 w_1 \dots w_7$)は、伝送系で雑音($e_0 e_1 \dots e_{N-1}$)が付加されているものとする、

$$w_m = x_m + e_m, \quad m=0, 1, \dots, 7$$

のように書き表される。

【0126】続いてこの受信ブロック信号 w_m は、8点のDFT24に($y_0 y_1 \dots y_7$)として入力される。すなわち、

$$y_m = w_m, \quad m=0, 1, \dots, 7$$

である。DFT24では、上記受信ブロック信号 y_m が時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換され、($Y_0 Y_1 \dots Y_{N-1}$)となって出力される。但し、

【数6】

付加雑音のDFT出力である。この付加雑音が零であれば、

$$Y_k = X_k, \quad k=0, 1, \dots, 7$$

であり、 Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 を復調器(Demo

d) 30に入力することで、送信情報データが再生される。

【0129】ところで、送信ブロック信号は、周波数軸上の8個の信号を多重して生成したものであり、多重信号数(N)が大きいかほど振幅変動が大きくなる。

【0130】一方、送信器や受信器は、デジタル・アナログ変換器、アナログ・デジタル変換器、増幅器などの各種のアナログ回路を有する。これらのアナログ回路は、線形に動作する信号振幅の範囲に限られており、ある値を越えた振幅の信号に対しては、信号に歪みが生じる。デジタル・アナログ変換器、アナログ・デジタル変換器においては、ビット数で動作範囲が限定される。アナログ回路の線形動作範囲や精度を拡大しようとすると高価なものとなるため、非線形性による歪みは大きな問題となる。

【0131】この非線形歪みによる振幅制限動作は、先に図9に示したように入力信号に雑音が付加されたものとしてモデル化できる。したがって、非線形性による振幅制限を送信ブロック信号($x_0 \ x_1 \ \dots \ x_7$)に対する雑音($e_0 \ e_1 \ \dots \ e_7$)の加算としてモデル化すると、非線形回路の出力ブロック信号($w_0 \ w_1 \ \dots \ w_7$)は、 $w_m = x_m + e_m$, $m=0, 1, \dots, 7$ と表せる。

$$Y_k = \sum_{m=0}^7 e^{-j2\pi mk/8} y_m, \quad k=0, 1, \dots, 7 \quad \dots (7)$$

【0135】より、 $Y_k = X_k$, $k=0, 1, \dots, 7$ が出力される。

【0136】また、このとき第2のスイッチ回路(Sw2)52の各スイッチS22, S23, S24, S25はすべて白丸側の接点に接続される。このため、上記DFT24から出力された受信ブロック信号 Y_k のうち、情報信号に相当する Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 が復調器(Demod)30に入力され、ここで復調されて情報データが再生される。なお、上記第1および第2のスイッチ回路(Sw1, Sw2)51, 52の切り換えは、検出器56により制御される。

【0137】一方、いま仮に上記S/P23から検出器56に入力された受信ブロック信号 w_m , $m=0, 1, \dots, 7$ の各要素のうち、 w_3, w_6 が所定の振幅レベルを超えていたとする。つまり、要素 w_3, w_6 に非線形歪みによる付加雑音が含まれていたとする。

【0138】この場合、先ず第1のスイッチ回路(Sw1)51の各スイッチS10, S11, ..., S17は全て一旦白丸で示す接点に接続され、これにより

$$y_m = w_m, \quad m=0, 1, \dots, 7$$

がDFT24に初期値として入力される。そして、以下のようにステップ1とステップ2が繰り返される。

【0139】(ステップ1)第2のスイッチ回路(Sw2)52の各スイッチS22, S23, S24, S25はすべて

*【0132】ここで、一例として、付加雑音は、受信機に設けられた増幅器の非線形動作をモデル化したものとする。非線形動作は振幅の大きい信号に対して生じると仮定できるため、非線形動作を生じた信号の位置と数は特定できる。

【0133】そこで、雑音の8個の要素($e_0 \ e_1 \ \dots \ e_7$)のうち非零の位置と数を、検出器(Det)56において、あるレベル以上の受信信号のサンプル点の位置と数に等しいものとして推定する。但し、非零の要素の大きさは不明であり、以後の処理で推定する。

【0134】この実施の形態では、DFT24から出力された受信ブロック信号 Y_k , $k=0, 1, \dots, 7$ から、送信ブロック信号 X_k , $k=0, 1, \dots, 7$ を推定する。図13において、S/P23から検出器56に入力された受信ブロック信号 w_m , $m=0, 1, \dots, 7$ の全要素が所定のレベルよりも小さい場合には、非線形動作が加わっていない、つまり雑音 $e_m = 0$, $m=0, 1, \dots, 7$ として、第1のスイッチ回路(Sw1)51の各スイッチS10, S11, ..., S17は全て白丸で示す接点に接続される。このため、DFT24へは $y_m = w_m = x_m$, $m=0, 1, \dots, 7$ が入力され、この結果DFT24からは

*【数7】

黒丸側の接点に接続される。このため、上記DFT24から出力された受信ブロック信号 Y_k の各要素 $Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5, Y_6, Y_7$ はIDFT54に入力される。但し、このとき上記受信ブロック信号の各要素のうち、情報信号に相当する Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 は直接IDFT54に入力されるが、冗長信号に相当する Y_0, Y_1, Y_6, Y_7 は掛算器53において係数 ε が乗算されて、

$$V_k = \varepsilon Y_k, \quad k=0, 1, 6, 7$$

となってIDFT54に入力される。

【0140】ここで、上記係数 ε は既知の冗長信号(ヌル信号)に応じて $\varepsilon=0$ に設定してある。したがって、上記受信ブロック信号の各要素のうち Y_0, Y_1, Y_6, Y_7 は、掛算器53において上記 $\varepsilon=0$ が乗算されて、すべて0に設定されてIDFT54に入力されることになる。すなわち、DFT24から出力された要素 Y_0, Y_1, Y_6, Y_7 が非線形歪みに起因する付加雑音を含んでいても、これらの要素は本来の値である既知の冗長信号(ヌル信号)に置換される。

【0141】なお、実際の伝送においては、非線形動作のモデル化による付加雑音以外に、伝送路の状況等によるランダム付加雑音が存在することを考慮して、 $\varepsilon \neq 0$ として、微小値を与える。

【0142】(ステップ2)IDFT54では、 $Y_0,$

Y1, Y6, Y7 が本来の値である冗長信号 (ヌル信号) に置換された上記受信ブロック信号
 $V_k, k=0, 1, \dots, 7$

$$v_m = \sum_{k=0}^7 e^{j2\pi mk/8} Y_k, \quad m=0, 1, \dots, 7 \quad \text{--- (8)}$$

【0143】となって出力される。

【0144】また、このとき第3のスイッチ回路 (Sw3) 55は、検出器56の制御により、付加雑音が検出された要素 w_3, w_6 に対応するスイッチ S33, S36のみが黒丸側の接点に接続され、残りのスイッチが白丸側の接点に接続される。またそれとともに第1のスイッチ回路 (Sw1) 51の各スイッチ S10, S11, ..., S17は全て黒丸側の接点に接続される。このため、DFT24には

$$y_m = W_k, \quad k=0, 1, 2, 4, 5, 7$$

と、

$$y_m = V_k, \quad k=3, 6$$

が入力される。

【0145】すなわち、DFT24には、今度は、受信ブロック信号 w_0, w_1, \dots, w_7 のうち、非線形動作の影響を受けた信号要素 w_3, w_6 を、掛算器53により冗長信号をヌル信号に置換した上でIDFT54で再変換した信号要素 v_3, v_6 に置き換えた信号 y_m が入力され、時間軸上の信号に変換される。

【0146】以上のステップ1およびステップ2は、予め設定された所定の回数繰り返される。そして、この繰り返し処理が終了すると、検出器56により第2のスイッチ回路 (Sw2) の各スイッチ S22, S23, S24, S25は全て黒丸側の接点に切り換えられ、この結果DFT24から出力された受信ブロック信号のうちの情報信号に相当する Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 が復調器 (Demod) 30に入力されて情報データが再生される。

【0147】なお、検出器56もしくはそれに代わる制御部において、S/P23から出力された受信ブロック信号に含まれる各信号要素のうち、所定レベルを超える※

※が、周波数軸上の信号から再び時間軸上の信号に変換され、

※ 【数8】

※非線形歪みが付加された信号要素の数が、送信側で挿入される冗長信号数“4”よりも大きい場合以下であるかを判定する。そして、冗長信号数“4”以下の場合にステップ1およびステップ2による動作を実行させ、冗長信号数“4”よりも大きい場合には推定誤差が大きくなるため、上記したステップ1, 2の処理を行わずに他の方策をとるようにしてもよい。

【0148】以上述べたように、本実施の形態では、IDFTとDFTをN個の信号の合成と分解だけではなく、受信側の伝送装置における付加雑音の推定と除去にも用いている。このため、伝送装置の非直線性等による信号誤りが受信マルチキャリア信号に含まれていても、この信号誤りはDFT24およびIDFT54を用いた修正処理によって修正される。またこの修正処理に使用する2個の冗長信号は、元來送信ブロック信号に挿入されているヌル信号であり、新たに加えられたものではない。このため修正のために送信ブロック信号に別途トレーニング信号を挿入する必要はなく、これにより伝送効率の低下も生じない。

【0149】(第6の実施の形態) この発明の第6の実施の形態は、上記第5の実施の形態で述べた装置をさらに改良したもので、非直線性による信号誤りの修正処理に使用するDFTおよびIDFTの信号点数を削減することで、修正処理に要する演算量を低減するようにしたものである。

【0150】すなわち、いまN個の要素から成る信号ブロック ($y_0 y_1 \dots y_{N-1}$) をN点のDFTに入力して、時間軸上の受信ブロック信号 ($Y_0 Y_1 \dots Y_{N-1}$) を得るものとする、

【数9】

$$Y_k = \sum_{m=0}^{N-1} \alpha^{mk} y_m, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad \text{--- (9)}$$

$$\alpha = e^{-j2\pi/N}$$

【0151】となる。

★【数10】

【0152】次に、 $N=KM$ の条件で、

★

$$u_m = y_m + y_{m+M} + \dots + y_{m+(K-1)M}$$

$$= \sum_{l=0}^{K-1} y_{m+lM}, \quad m=0, 1, \dots, M-1 \quad \text{--- (10)}$$

【0153】と置いたとき、M個の要素から成る信号ブロック ($u_0 u_1 \dots u_{M-1}$) をM点のDFTに入力した場合にDFTから出力される信号ブロック ($U_0 U_1 \dots$

U_{M-1}) は、
 【数11】

$$U_k = \sum_{m=0}^{M-1} \beta^{mk} u_m, \quad k=0, 1, \dots, M-1 \quad \dots (11)$$

$$\beta = e^{-j2\pi/M}$$

【0154】で表される。

*【数12】

【0155】この式は次のように変形できる。

*

$$U_k = \sum_{m=0}^{M-1} \beta^{mk} \sum_{l=0}^{K-1} y_{m+lM}$$

$$= \sum_{m=0}^{MK-1} \beta^{mk} u_m$$

$$= \sum_{m=0}^{N-1} \alpha^{mkK} u_m, \quad k=0, 1, \dots, M-1 \quad \dots (12)$$

【0156】以上より、

$$U_k = Y_k K, \quad k=0, 1, \dots, M-1$$

の関係を得られる。

【0157】これは、N個の要素から成る信号ブロック (Y₀ Y₁ ... Y_{N-1}) のうちのM個の要素 (Y₀ Y_k ... Y_{(M-1)K}) が、(u₀ u₁ ... u_{M-1}) をM点のDFTに 20 入力したときのDFTの出力 (U₀ U₁ ... U_{M-1}) から得られることを意味している。この実施の形態は、以上の点に着目して演算量を削減するものである。

【0158】図14は、この発明の第6の実施の形態に係る受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図である。なお、同図において前記図15と同一部分には同一符号を付してある。また以下の説明では、N= 8, M=4, K=N/M=2の場合を例にとって説明する。

【0159】S/P23から出力された受信ブロック信*

$$Y_k = \sum_{m=0}^7 e^{-j2\pi mk/8} y_m, \quad k=0, 1, \dots, 7 \quad \dots (13)$$

【0161】よりY_k=X_k, k=0, 1, ..., 7が得られる。そして、このDFT24から出力された受信ブロック信号Y_k=X_k, k=0, 1, ..., 7のうち、情報信号に相当する4個の信号Y₂, Y₃, Y₄, Y₅が復調器(Demod)30に入力され、ここで復調されて情報データが再生される。

【0162】次に、S/P23から検出器(Det)65に入力された受信ブロック信号w_m, m=0, 1, ..., 7のうちで、いずれかの要素が受信機21の非線形動作により所定の振幅レベルよりも大きかったとする。ここでは、例えば要素w₃, w₆が所定のレベルを超え★

$$U_k = \sum_{m=0}^3 e^{-j2\pi mk/4} u_m, \quad k=0, 1, 2, 3 \quad \dots (14)$$

【0165】が出力される。そして、このDFT67の出力信号は4点のIDFT69に入力される。但し、こ

※号w_m, m=0, 1, ..., 7は検出器(Det)65に 入力され、ここでその振幅レベルの判定が行われる。先 ず、上記受信ブロック信号w_mのすべての要素が所定の 振幅レベルよりも小さい場合には、非線形動作が加わっ 20 ていない、つまりe_m=0, m=0, 1, ..., 7と見な され、第1のスイッチ回路(Sw1)61の各スイッチ S₁₀, S₁₁, ..., S₁₇は全て白丸側の接点に接続され る。このため、上記S/P23から出力された受信プロ ック信号w_m, m=0, 1, ..., 7は、y_m, m=0, 1, ..., 7としてDFT24に入力され、ここで時間軸 上の信号から周波数軸上の信号Y_m, m=0, 1, ..., 7に変換される。

【0160】すなわち、この場合には、

$$y_m = w_m = x_m, \quad m=0, 1, \dots, 7$$

30 となり、DFT24からは、

【数13】

★ているものとして説明を行う。

【0163】この場合、先ず第3のスイッチ回路(Sw 3)63の各スイッチS₃₀, S₃₁, S₃₂, S₃₃は全て一 旦白丸で示す接点に接続され、これにより

$$u_m = w_m + w_{m+4}, \quad m=0, 1, 2, 3$$

40 がDFT67に初期値として入力される。そして、以下 のようにステップ1とステップ2が繰り返される。

【0164】(ステップ1)上記4点のDFT67から は、

【数14】

の4点のIDFT69に入力される信号U_k, k=0, 1, 2, 3のうち、中側の位置する2個の要素U_k, k

= 1, 2は V_k , $k = 1, 2$ として直接IDFT69入力され、両端に位置する残りの2個の要素 U_k , $k = 0, 3$ は掛算器68で係数 ε がかけられて、 $V_k = \varepsilon U_k$, $k = 0, 3$ となってIDFT69に入力される。

【0166】ここで、上記係数 ε は、上記DFT67の出力のうちの U_k , $k = 0, 3$ を既知の冗長信号(ヌル信号)に対応して $V_0 = V_3 = 0$ とするために、 $\varepsilon = 0$ *

$$v_m = \sum_{k=0}^3 e^{j2\pi mk/4} V_k, \quad m = 0, 1, 2, 3 \quad \text{--- (15)}$$

【0167】が出力される。このとき、第4のスイッチ回路(Sw4)64のスイッチS40, S41は白丸側の接点に接続され、残りのスイッチS42, S43は黒丸側の接点に接続される。また、第3のスイッチ(Sw3)63の各スイッチS30, S31, S32, S33は全て黒丸側の接点に接続される。これらのスイッチの切り換え設定は検出器65により制御される。

【0168】このため、4点のDFT67に入力される4個の信号のうちの2個は、

$$u_m = w_m, \quad m = 0, 1$$

となる。また残りの2個は、

$$u_m = v_m, \quad k = 2, 3$$

となる。以上のように第3および第4のスイッチ回路(Sw3, Sw4)63, 64を切り替え設定する理由は次のようなものである。すなわち、4点のIDFT69から出力された信号 v_m , $m = 0, 1, 2, 3$ のうち、 v_2 と v_3 は非線形動作の加わった要素であるが、残りの v_0 , v_1 は非線形動作の加わっていない要素である。そして、真の値は $w_0 + w_4$, $w_1 + w_5$ であり、それらに置き換えてDFT67に入力するためである。

【0169】以上のステップ1およびステップ2は、予め定めた所定の回数繰り返される。そして、この繰り返し処理が終了したのちに、第1のスイッチ回路(Sw1)の各スイッチのうち、S10, S11, S12, S14, S15, S17が白丸側の接点に接続され、またスイッチS13は菱形接点に、さらにスイッチS16は黒丸側の接点に接続される。またそれとともに、第2のスイッチ回路(Sw2)のスイッチS23は菱形接点に、スイッチS22は黒丸接点に接続される。

【0170】したがって、DFT24には w_0 , w_1 , w_2 , u_3 , w_4 , w_5 , u_2 , w_7 が入力され、ここで時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換される。そして、このDFT24の出力信号 Y_k , $k = 0, 1, \dots, 7$ のうち、情報信号に相当する Y_2 , Y_3 , Y_4 , Y_5 は復調器(Demod)30に入力され、ここで情報データに復調される。

【0171】ところで、この第6の実施の形態では、信号要素 u_m , $m = 0, 1, 2, 3$ に対して、非線形動作の加わった大きい振幅の要素の位置と数を検出する必要

*とする。しかし、伝送系の線形動作範囲では、全く非線形特性を有せずかつ非線形動作のモデル化による付加雑音のみを考慮する仮定が、実際の伝送路において厳密には成立しないことを考慮して、 $\varepsilon \neq 0$ として微少値を与えるほうが好ましい。

(ステップ2)4点のIDFT69からは、

【数15】

がある。

$$u_m = w_m + w_{m+4}, \quad m = 0, 1, 2, 3$$

をもとに、非線形動作が加わった $w_m(i)$ から、どの u_m に非線形動作が加わっているかがわかる。第2の実施の形態におけるステップ1およびステップ2の繰り返し処理によって u_m が修正されたとき、その修正結果をもとに w_m を修正するには、 u_m に対応する(w_m w_{m+4})のうち、非線形動作が加わっている要素がいずれか1個であれば、1対1の対応から修正することが可能である。

【0172】一般的には、 $u_m(i)$ に対応する(w_m w_{m+M} \dots $w_{m+(K-1)M}$)のうち、非線形動作が加わっている要素が1個であれば、1対1の対応から修正することができる。

【0173】また、Mを小さくするほど、ステップ1およびステップ2におけるDFT67およびIDFT69の点数の削減による演算量の削減が図られるが、その一方で上記の1対1の対応がとれる確率が低くなる。したがって、検出器(Det)65で、非線形動作が加わっている要素の数と位置を検出して、その結果に基づいて最適なMの値、すなわちステップ1およびステップ2におけるDFT67およびIDFT69の点数を選択することにより、効率的な演算がなされる。

【0174】(第7の実施の形態)この発明の第7の実施の形態は、第6の実施の形態の装置をさらに簡略化したもので、信号点数の少ないDFTおよびIDFTを使用して、受信マルチキャリア信号に含まれる複数の信号要素のうちの特定の信号要素についてのみその非線形歪みを修正して復調器で復調するようにしたものである。

【0175】図15は、この発明の第7の実施の形態に係わる受信側伝送装置の構成を示す回路ブロック図である。なお、同図において前記図14と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0176】同図において、S/P23から出力された受信ブロック信号 w_m , $m = 0, 1, \dots, 7$ は、そのまま8点のDFT24に入力されて時間軸上の信号から周波数軸上の信号 Y_k , $k = 0, 1, \dots, 7$ に変換される。そして、このDFT24から出力された受信ブロック信号 $Y_k = X_k$, $k = 0, 1, \dots, 7$ のうち、情報信号に相当する4個の信号 Y_2 , Y_3 , Y_4 , Y_5 が復調

器 (Demod) 30 に入力され、ここで復調されてすべての情報データが再生される。但し、この復調データは、S/P 23 から出力された受信ブロック信号に非線形歪みが含まれていたとしても修正されずにそのまま復調された信号である。

【0177】一方、スイッチ回路 (Sw3) 63 の各スイッチ S30, S31, S32, S33 は、全て一旦白丸で示す接点に初期設定され、これにより上記 S/P 23 から出力された受信ブロック信号 w_m , $m=0, 1, \dots, 7$ は、加算回路 66 で加算されたのち

$$u_m = w_m + w_{m+4}, \quad m=0, 1, 2, 3$$

となって DFT 67 に入力される。そして、前記第 6 の実施の形態にて述べたステップ 1 による処理が行われる。

【0178】すなわち、DFT 67 の出力信号は 4 点の IDFT 69 に入力される。但し、この 4 点の IDFT 69 に入力される信号 U_k , $k=0, 1, 2, 3$ のうち、中側の位置する 2 個の要素 U_k , $k=1, 2$ は V_k , $k=1, 2$ として直接 IDFT 69 に入力され、両端に位置する残りの 2 個の要素 U_k , $k=0, 3$ は掛算器 68 で調整信号としての係数 ε がかけられて、 $V_k = \varepsilon U_k$, $k=0, 3$ となって IDFT 69 に入力される。

【0179】ここで、上記係数 ε は、前記第 5 および第 6 の実施形態でも述べたように、上記 DFT 67 の出力のうちの U_k , $k=0, 3$ を既知の冗長信号 (ヌル信号) に対応して $V_0 = V_3 = 0$ とするために、 $\varepsilon = 0$ に設定してある。しかし、伝送系の線形動作範囲では、全く非線形特性を有せずかつ非線形動作のモデル化による付加雑音のみを考慮する仮定が、実際の伝送路において厳密には成立しないことを考慮して、 $\varepsilon \neq 0$ として微小値を与えるほうが好ましい。

【0180】次にステップ 2 による処理を実行する。すなわち、4 点の IDFT 69 からは、前記第 (15) 式に示した時間軸上の受信ブロック信号が出力される。このとき、スイッチ回路 (Sw4) 64 のスイッチ S40, S41 は白丸側の接点に接続され、残りのスイッチ S42, S43 は黒丸側の接点に接続される。また、スイッチ (Sw3) 63 の各スイッチ S30, S31, S32, S33 は全て黒丸側の接点に接続される。これらのスイッチの切り換え設定は検出器 65 により制御される。

【0181】このため、4 点の DFT 67 に入力される 4 個の信号のうちの 2 個は、

$$y_m = w_m, \quad m=0, 1$$

となる。また残りの 2 個は、

$$y_m = v_m, \quad k=2, 3$$

となる。以上のように各スイッチ回路 (Sw3, Sw4) 63, 64 を切り替え設定する理由は次のようなものである。すなわち、4 点の IDFT 69 から出力された信号 v_m , $m=0, 1, 2, 3$ のうち、 v_2 と v_3 は非線形動作の加わった要素であるが、残りの v_0 , v_1

は非線形動作の加わっていない要素である。そして、真の値は $w_0 + w_4$, $w_1 + w_5$ であり、それらに置き換えて DFT 67 に入力するためである。

【0182】以上のステップ 1 およびステップ 2 による修正処理は、予め定めた所定の回数繰り返される。そして、この繰り返し修正処理が終了すると、DFT 67 から出力された信号 U_0, U_1, U_2, U_3 のうち情報信号に対応する 2 個の要素 U_k , $k=1, 2$ が復調器 70 に入力され、この復調器 70 により復調される。この復調データは、上記ステップ 1 およびステップ 2 の繰り返し修正処理により非線形歪みが修正されたものである。

【0183】したがってこの装置によれば、前記第 6 の実施の形態のようにすべてのシンボルについては非線形歪みによる誤りを修正できないものの、受信ブロック信号中の特定の信号要素に対応するシンボルについては非線形歪みによる誤りを訂正することができる。しかも、第 6 の実施の形態で示した第 1 および第 2 のスイッチ回路とその切り換え制御を不要にした分だけ、回路構成および制御を簡略化することができる。

【0184】(第 8 の実施の形態) この発明の第 8 の実施の形態は、送信側から受信側へ情報データを優先データと非優先データとに分けて階層伝送を行う場合に、送信側の伝送装置において、優先データを送信ブロック信号の各信号要素のうちの予め定められた位置に配置してこれを IDFT で時間軸上の信号に変換してマルチキャリア送信する。一方、受信側の伝送装置において、時間軸上の受信ブロック信号を上記 IDFT より信号点数の少ない DFT および IDFT に入力して、これらの DFT および IDFT による繰り返し修正処理により非線形歪みによる信号誤りを修正したのち復調して優先データのみを再生するようにしたものである。

【0185】図 16 および図 17 は、この発明の第 8 の実施形態に係わるマルチキャリア伝送システムの構成を示すもので、図 16 は送信側の伝送装置を、また図 17 は受信側の伝送装置をそれぞれ示している。なお、同図において前記図 12 および図 15 と同一部分には同一符号を付して詳しい説明は省略する。

【0186】送信側の伝送装置では、変調回路 10 に入力する 4 ビットの情報データ D_0, D_1, D_2, D_3 のうち、 D_0, D_2 に優先データを配置し、 D_1, D_3 に非優先データを配置している。優先データとしては、例えば符号復号化に必要な制御信号、映像信号の直流成分や低周波成分の情報等のように、映像信号を再生する上で必要不可欠な重要データが割り当てられ、非優先データとしては映像信号の高周波成分等のような、映像を再生する上で必要不可欠ではないが映像の品質をより良くするための情報データが割り当てられる。

【0187】そうして信号位置が割り当てられた優先データおよび非優先データは、変調器 (Modu) 10 において PSK または QAM などの変調規則に従い複素数

の信号点空間にマッピングされたのち、ヌル信号からなる4個の冗長信号とともに、8個の要素からなる送信ブロック信号($X_0 X_1 \dots X_7$)として8点のIDFT11に入力される。IDFT11では、上記送信ブロック信号が周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、この送信ブロック信号($x_0 x_1 \dots x_7$)は並列直列変換器(P/S)12で並列信号から直列信号に変換され、さらに図示しないデジタル・アナログ変換器(D/A)でアナログ信号に変換されたのち、送信機(TX)14から伝送路へ送信される。

【0188】これに対し受信側の伝送装置では、上記伝送路を経て送られたマルチキャリア信号が受信機(RX)21で受信されてベースバンド信号に周波数変換され、さらに図示しないアナログ・デジタル変換器(A/D)でデジタル信号に変換されたのち、直列並列変換器(S/P)23で並列の受信ブロック信号($w_0 w_1 \dots w_7$)に変換される。この受信ブロック信号($w_0 w_1 \dots w_7$)は、検出器(Det)65に入力され、ここでその振幅レベルの判定が行われる。

【0189】また上記受信ブロック信号($w_0 w_1 \dots w_7$)は加算回路66に入力され、ここで信号要素 w_0 と w_4 、 w_1 と w_5 、 w_2 と w_6 、および w_3 と w_7 がそれぞれ相互に加算されて4個の信号要素からなる信号 u_0 、 u_1 、 u_2 、 u_3 に統合される。そしてこの4個の信号要素からなる信号 u_0 、 u_1 、 u_2 、 u_3 は、スイッチ回路63を介して4点のIDFT67に入力され、ここで周波数軸上の信号に変換される。

【0190】IDFT67の出力信号 U_k 、 $k=0, 1, 2, 3$ は、4点のIDFT69に入力され、ここで周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換される。但し、この4点のIDFT69に入力される信号 U_k 、 $k=0, 1, 2, 3$ のうち、中側の位置する2個の要素 U_k 、 $k=1, 2$ は V_k 、 $k=1, 2$ として直接IDFT69入力され、両端に位置する残りの2個の要素 U_k 、 $k=0, 3$ は掛算器68で係数 ε が掛けられて、 $V_k = \varepsilon U_k$ 、 $k=0, 3$ となってIDFT69に入力される。係数 ε は、冗長信号(ヌル信号)に対応して $\varepsilon=0$ に設定する。なお、実際の伝送条件では種々の雑音が含まれるので、 ε はこの雑音成分を考慮して設定するとよい。

【0191】またこのとき、4点のIDFT69から出力された信号 v_m 、 $m=0, 1, 2, 3$ のうち、 v_2 と v_3 は非線形動作の加わった要素であり、また残りの v_0 、 v_1 は非線形動作の加わっていない要素であるとする。検出器65により、スイッチ回路(Sw4)64のスイッチS40、S41は白丸側の接点に接続され、残りのスイッチS42、S43は黒丸側の接点に接続される。また、スイッチ(Sw3)63の各スイッチS30、S31、S32、S33は全て黒丸側の接点に接続される。このため、4点のIDFT67に入力される4個の信号のうちの

2個は、

$$u_m = w_m, m=0, 1$$

となる。また残りの2個は、

$$u_m = v_m, k=2, 3$$

となる。すなわち、上記スイッチ回路64、63の切り替えにより、S/P23から出力された信号のうち、非線形歪みの影響を含む信号要素は、掛算器68およびIDFT69により修正された信号要素に置き換えられてIDFT67に入力される。

- 10 【0192】そして、このIDFT67で周波数軸上の信号に再度変換された信号のうち、信号要素 U_1 、 U_2 は復調器70に入力され、ここで優先情報の再生データに復調される。

【0193】このような実施形態によれば、受信側の伝送装置において、4点のIDFT67およびIDFT69を備えた修正回路によって優先データを修正した上で復調することができる。すなわち、映像信号を構成する多数の情報データのうち、少なくとも優先データを信号点数の少ないIDFTおよびIDFTを用いた少ない演算量により修正演算して再生することができる。したがって、優先情報をもとに少なくとも情報の再生を行えるようにした上で、受信側伝送装置の演算量を大幅に低減することが可能となる。

【0194】なお、以上の説明では、送信側の伝送装置において優先データを D_0 、 D_2 に挿入した場合について説明したが、優先データを D_1 、 D_3 に挿入して伝送するようにしてもよい。但し、この場合には、受信側の伝送装置において加算器66の前段に所定の係数を掛け算するための掛算器を設ける必要がある。

- 30 【0195】(その他の実施の形態)前記第5および第6の実施形態では、ステップ1およびステップ2の繰り返し処理の回数を予め設定した回数だけ行うようにしたが、上記繰り返し処理により、非線形動作のために所定レベルを超えていた信号要素のレベルが上記所定レベル以下に低下するかどうかを監視し、低下したことが検出された時点で上記繰り返し処理を終了するようにしてもよい。

【0196】また前記第6の実施の形態では、ステップ1およびステップ2の繰り返し処理動作を、常に信号数 N ($N=8$)よりも点数の少ない4点のIDFT67およびIDFT69を使用して実行するようにした。しかし、加算器66で加算する2つのシンボルのうちの一方のみが非線形動作の影響を受けている場合に、上記点数の少ないIDFTおよびIDFTを選択して上記繰り返し処理を実行し、両方とも非線形動作の影響を受けている場合には、信号数 N と同数の点数(8点)を持つIDFT24およびIDFT54を選択して上記繰り返し処理を実行するように構成してもよい。

- 50 【0197】また、前記第6、第7および第8の各実施形態では、送信および受信ブロック信号の信号要素数を

8とし、非線形歪みによる誤りを修正するための演算では4点のDFTおよびIDFTを用いた場合を例にとって説明したが、これらの信号点数に限らないことは言うまでもない。

【0198】

【発明の効果】以上詳述したようにこの発明によれば、逆離散フーリエ変換のような逆直交変換と離散フーリエ変換のような直交変換を、N個のキャリアにより伝送されるマルチキャリア伝送信号の合成と分離に用いるだけでなく、送信側装置または受信側装置が有する非線形特性等によりマルチキャリア伝送信号に発生した信号歪みを推定し除去するためにも使用したことによって、送信側装置または受信側装置に線形動作範囲の十分広い高価な回路を用いる必要がなくなり、これにより安価な構成でありながら高品質の情報データの再生を行ない得るマルチキャリア伝送装置を提供することができる。

【0199】また、上記信号歪みの推定に使用する冗長データとして、近接帯域に対する干渉を防止するために各信号ブロックの両端部に配置される零シンボルを使用したり、また階層伝送される各情報データのうち伝送誤りに対し強く設計されている優先情報データを使用するようにしたことによって、特別なトレーニング信号や他の冗長データを不要にすることができ、これにより伝送効率の低下を招くことなく情報データの伝送品質を高く保持できるマルチキャリア伝送装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1の実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図2】信号ブロック両端のシンボル位置にヌル信号を挿入しなかった場合のスペクトラム特性を示す図。

【図3】信号ブロック両端のシンボル位置にヌル信号を挿入した場合のスペクトラム特性を示す図。

【図4】A/D変換器におけるクリップ動作を説明するための信号波形図。

【図5】クリップ動作を付加雑音の加算としてモデル化して示す図。

【図6】この発明の第2の実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図7】受信回路における非線形入出力特性の一例を示す図。

【図8】補償器に設定される補償用の非線形入出力特性の一例を示す図。

【図9】受信回路の非線形特性による振幅制限動作を説明するための信号波形図。

【図10】この発明の第3の実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図11】この発明の第4の実施の形態に係わる送信側および受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図12】この発明の第5の実施の形態に係わる送信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図13】この発明の第5の実施の形態に係わる受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図14】この発明の第6の実施の形態に係わる受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

10 【図15】この発明の第7の実施の形態に係わる受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図16】この発明の第8の実施の形態に係わる送信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図17】この発明の第8の実施の形態に係わる受信側の伝送装置の要部構成を示す回路ブロック図。

【図18】従来のマルチキャリア伝送装置を説明するための回路ブロック図。

【符号の説明】

- 10…変調器 (Modu)
- 20 11…逆離散フーリエ変換器 (IDFT)
- 12…並列/直列変換器 (P/S)
- 13…デジタル/アナログ変換器 (D/A)
- 14…送信回路 (TX)
- 20…推定器 (EST)
- 21…受信回路 (RX)
- 22…アナログ/デジタル変換器 (A/D)
- 23…直列/並列変換器 (S/P)
- 24…離散フーリエ変換器 (DFT)
- 25…除去器 (CAN)
- 30 26, 27…引算器
- 28…検出器 (DET)
- 29…補償器 (CMP)
- 30…復調器 (Demod)
- 31…第1のマッピング回路 (MAP1)
- 32…第2のマッピング回路 (MAP2)
- 41…第1のデマッピング回路 (DMAP1)
- 42…第2のデマッピング回路 (DMAP2)
- 43…除去器 (CAN)
- 44…再マッピング回路 (MAP)
- 40 45…推定器 (EST)
- 46…補償器 (CMP)
- 51, 61…第1のスイッチ回路 (Sw1)
- 52, 62…第2のスイッチ回路 (Sw2)
- 53…掛算器
- 54…再変換用の逆離散フーリエ変換器 (IDFT)
- 55…第3のスイッチ回路 (Sw3)
- 56…検出器 (Det)
- 63…第3のスイッチ回路 (Sw3)
- 64…第4のスイッチ回路 (Sw4)
- 50 65…検出器 (Det)

(25)

特開平10-126374

47

48

66…加算器

67…4点の離散フーリエ変換器(DFT)

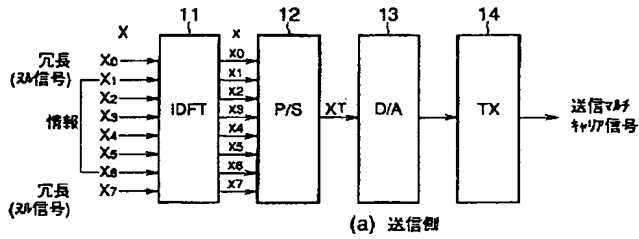
68…掛算器

*69…4点の逆離散フーリエ変換器(IDFT)

70…復調器(Demod)

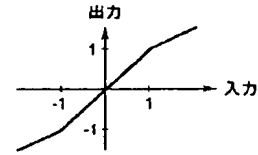
*

【図1】



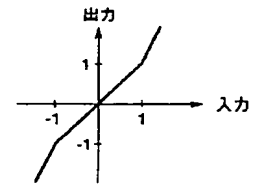
(a) 送信側

【図7】



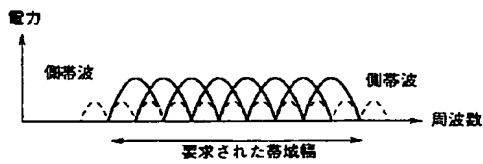
非線形特性の入出力の例

【図8】

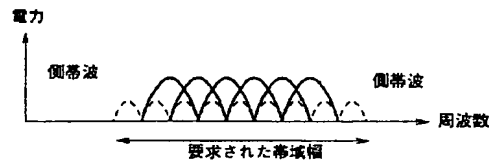


補償器の入出力特性の例

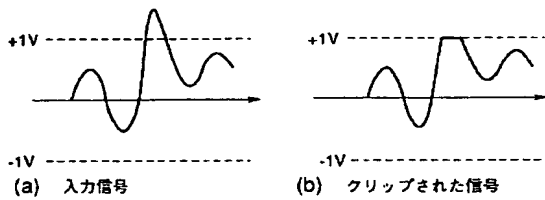
【図2】



【図3】



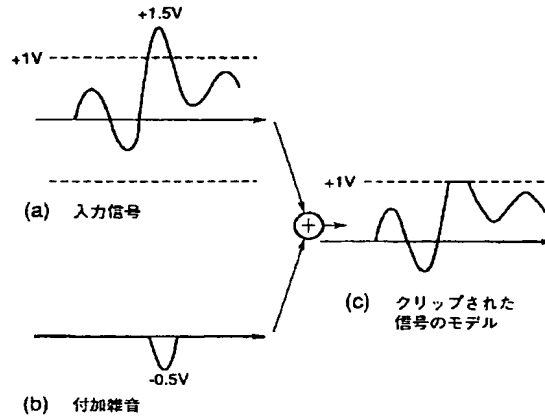
【図4】



(a) 入力信号

(b) クリップされた信号

【図5】

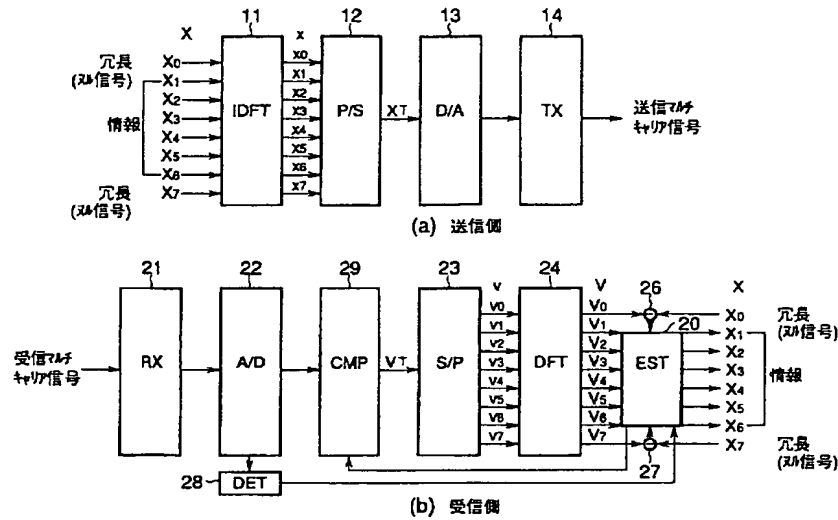


(a) 入力信号

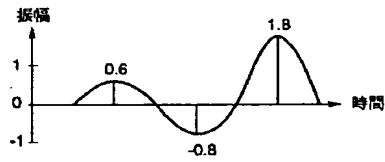
(b) 付加雑音

(c) クリップされた信号のモデル

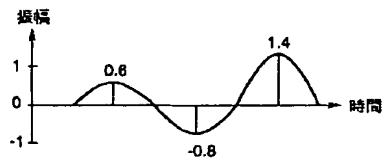
【図6】



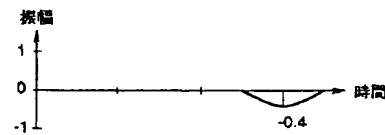
【図9】



(a) 非線形特性の入力信号例

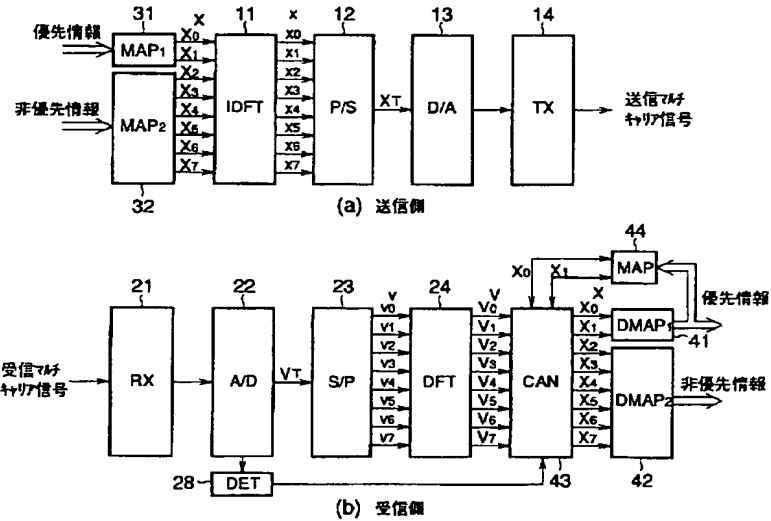


(b) 非線形特性の出力信号例

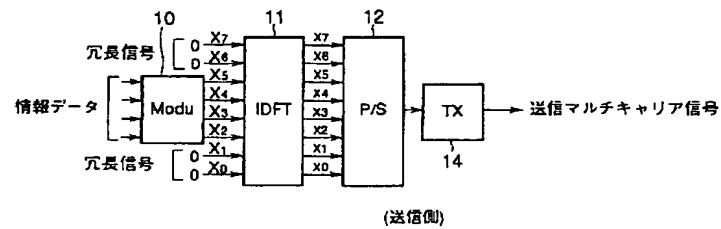


(c) 非線形特性の付加雑音モデル

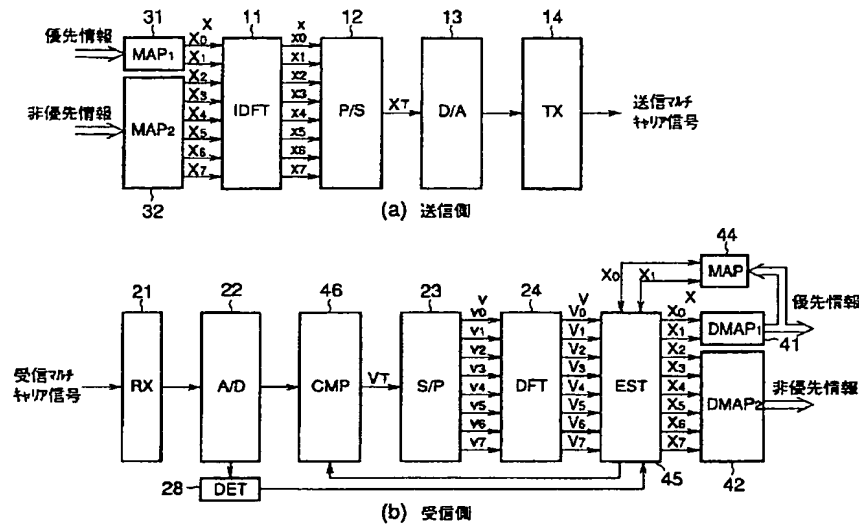
【図10】



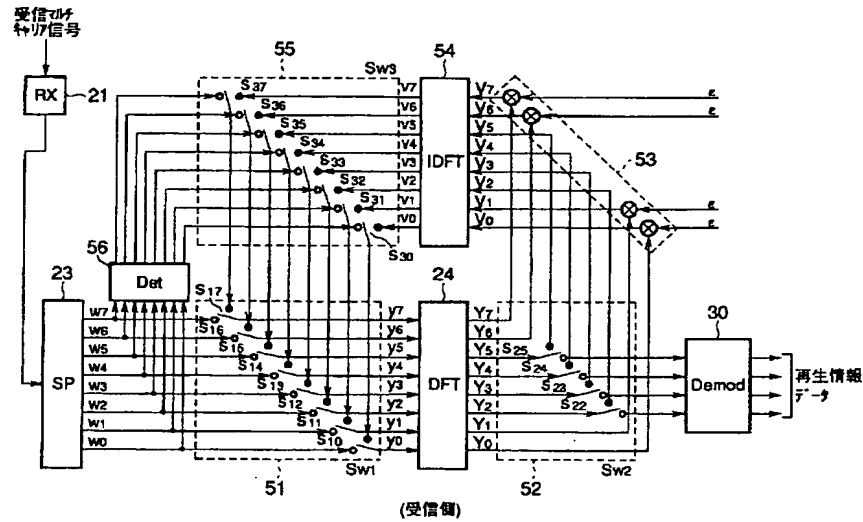
【図12】



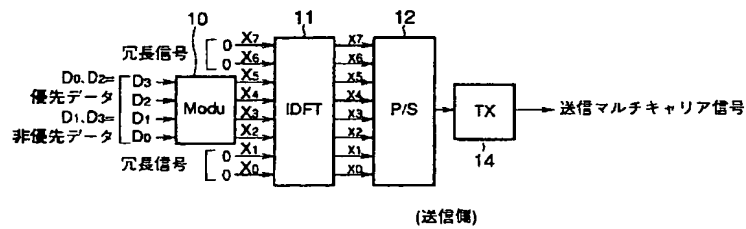
【図11】



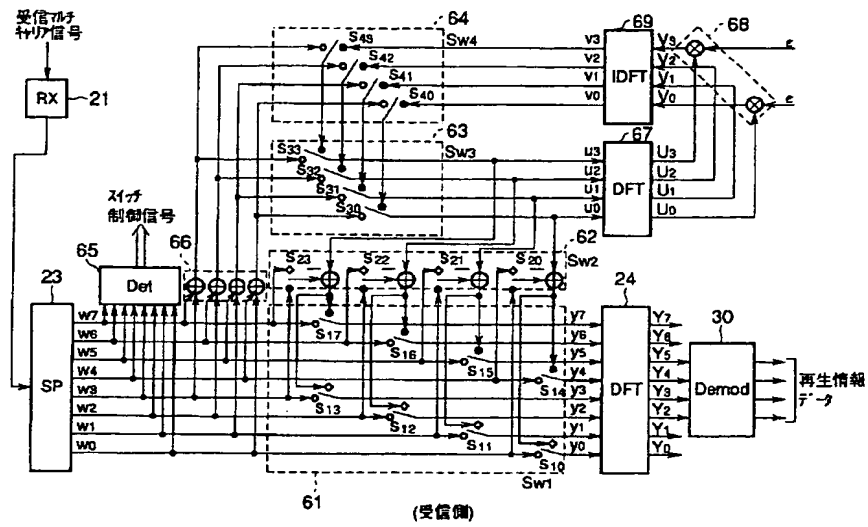
【図13】



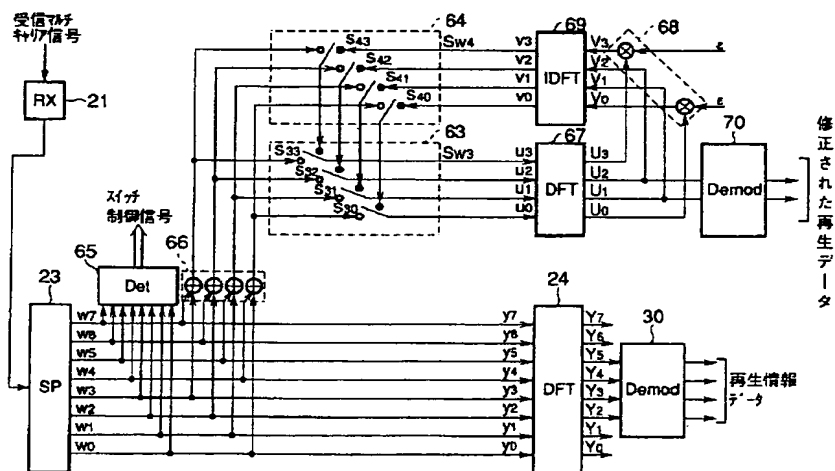
【図16】



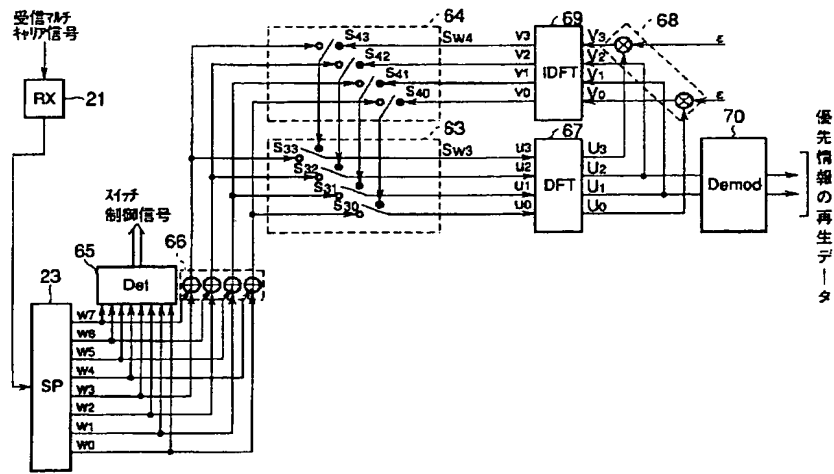
【圖 14】



【圖 15】



【図17】



【図18】

